LE HAUT-PARLEUR

ISSN 0337 1883

HI-FI. AUDIO. VIDEO. MICRO. ELECTRONIQUE. REALISATIONS

6 D.A.T. et 14 MAGNETOCASSETTES AU BANC D'ESSAIS

COMMENT CHOISIR SON MAGNETOCASSETTE ?

LE SYSTEME DE RADIOTELEPHONE RADIOCOM 2000

LA DOMOTIQUE OU L'ELECTRONIQUE A VOTRE SERVICE

UNE HORLOGE ETALON FRANCE INTER

LE COMBINE RADIO-REVEIL TELEPHONE RADIALVA RRT 6300

Suisse : 6,50 F.S. • Belgique : 145 F.B. • Espagne : 500 Ptas • Canada : Can $ 3,75 • Luxembourg : 148 F.L.



15 DÉCEMBR
Nº 1747 - LXI



Notre couverture :

Combiné radioréveil téléphone Radialva RRT-6300. Cet appareil réunit dans un même boîtier un récepteur AM/FM, une horloge avec alarme et un poste téléphonique à fréquences vocales, type « modulophone » agréé par les PTT.
Photo : Gamma. Conception : D. Dumas.

LE HAUT-PARLEUR

2 à 12, rue de Bellevue
75940 PARIS CEDEX 19
Tél. : 16 (1) 42.00.33.05
Télex : PGV 230472 F

Fondateur : **J.-G. POINCIGNON**
Président-directeur général et Directeur de la publication : **M. SCHOCK**
Directeur honoraire : **H. FIGHIERA**
Rédacteur en chef : **A. JOLY**
Rédacteurs en chef adjoints : **G. LE DORÉ**, **Ch. PANNEL**
Abonnements : **O. LESAUVAGE**
Directeur des ventes : **J. PETAUTON**
Promotion : S.A.P., **Mauricette EHLINGER**
70, rue Compans, 75019 Paris, tél. : 16 (1) 42.00.33.05

ADMINISTRATION - REDACTION - VENTES
SOCIETE DES PUBLICATIONS RADIOELECTRIQUES ET SCIENTIFIQUES
Société anonyme au capital de 300 000 F

PUBLICITE :
SOCIETE AUXILIAIRE DE PUBLICITE
70, rue Compans - 75019 PARIS
Tél. : 16 (1) 42.00.33.05
C.C.P. PARIS 379360

Directeur commercial : *Jean-Pierre REITER*
Chef de Publicité : *Patricia BRETON*
assistée de : *Joëlle HEILMANN*





Distribué par « Transport Presse »
Commission paritaire **Nº 56 701**

Dépôt légal : Décembre 1987 - Nº EDITEUR : 1037
ABONNEMENTS 12 numéros : 252 F

Voir notre tarif spécial abonnements page 206

REALISATIONS

LES REALISATIONS « FLASH »



Sommaire

N° 1747

BANC D'ESSAIS

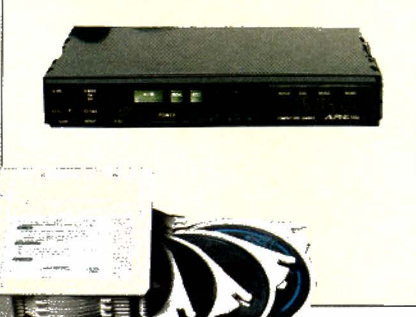


INFORMATION



INITIATION

DOCUMENTATION



DIVERS

INITIATION A L'ELECTRONIQUE

NOUS COMMENCONS (ENFIN) A MANIPULER DES CIRCUITS

Pour faire connaissance avec les problèmes de niveaux et s'y retrouver plus facilement, la meilleure méthode consiste à faire des essais portant sur des circuits intégrés.

Commencez donc par des circuits C-MOS, car l'expérimentation est plus simple avec ces derniers. Vous utiliserez d'abord le « quadruple NAND », soit le HEF 4011 (ou CD 40011 ou tout autre équivalent). Nous ne nous lancerons pas dans l'étude de la logique, car ce n'est pas le but de cette série d'articles, mais nous allons voir comment un tel circuit réagit à une variation progressive de la tension appliquée à une de ses entrées.

Nous prendrons, par exemple, la porte dont les entrées sont sur les broches (1) et (2), la sortie étant en (3). Pour les essais qui vont être décrits, ne faites pas de circuit imprimé, le mieux est d'utiliser une plaque à contacts (du genre N-DEC, par exemple) ou un support fixé sur de la plaque à cosses, du type « bande de mitrailleuse », comme nous l'avons indiqué dans *le Haut-Parleur* n° 1724 (janvier 1986) page 69.

Comme il est malsain de laisser des entrées de circuit C-MOS « en l'air », reliez donc à la masse les entrées des portes inutilisées, soit les broches 5, 6, 8, 9, 12 et 13. D'autre part, comme vous n'allez attaquer qu'une entrée (broche 1) de la première porte, mettez la deuxième entrée (broche 2) au +, en la reliant à la broche d'alimentation 14.

La tension d'alimentation du circuit pour l'essai a une valeur assez quelconque, de 3 à 12 V, mais il est bon qu'elle soit relativement stable. Une valeur de 6 V, donnée par une petite alimentation stabilisée, est très indiquée.

Le tout sera monté comme l'indique la figure 14. Il a été prévu (oh ! luxe) deux voltmètres, V et V', pour mesurer les tensions d'entrée (V) et de sortie (V'). Pour V, si vous avez un numérique, utilisez-le là.

LE RELEVE DE LA « REPONSE » DU CIRCUIT C-MOS

Le but de l'essai est de tracer une courbe donnant la tension de sortie Vo (entre 3 et 7) en fonction de la tension d'entrée Vi (entre 1 et 7). On sait déjà qu'elle sera décroissante, car il s'agit d'une porte « NAND » dont une entrée est au +, qui doit donc donner un niveau bas quand l'autre entrée est haute, et un niveau haut quand cette autre entrée est basse.

Il est d'ailleurs intéressant de comparer différents 4011 avec cet essai. L'auteur a trouvé un CD 4011 dont la réponse est la suivante :

Vi	2,00	2,50	2,70	2,80	2,90	3,00	3,05	3,10	3,20	3,30 V
Vo	5,95	5,77	5,67	5,52	5,70	4,96	4,17	1,89	0,64	0,46 V

puis un HEF 4011 ayant la réponse suivante :

Vi	< 3,28	3,29	3,30	> 3,30
Vo	6,00	4,58	0,02	0,00

La comparaison des deux est éloquente en ce qui concerne la supériorité du second sur le premier. Mais, dans les deux cas, si l'on admet comme « niveau haut » ce qui est supérieur à m = 4 V et comme « niveau bas » ce qui est inférieur à M = 2 V, on voit que le passage du niveau haut au niveau bas en sortie se situe vers une tension d'entrée proche de 3 V pour le CD 4011, et de 3,3 V pour le HEF 4011. Le second ne nécessite que quelques millivolts de variation de Vi pour que Vo passe de 6,00 à 0,00.

Le premier demande environ 100 V de variation de Vi pour que Vo passe de plus de 4 à moins de 2, et sa tension de sortie est encore fonction de Vi pour de fortes variations de cette dernière. Avec le HEF 4011, on a une variation de Vo si rapide que cela ressemble à un basculement, et, dès que Vi s'écarte à peine de la valeur 3,3, Vo passe soit à zéro soit au maximum 6,00.

Les courbes donnant Vo (tension de sortie) en fonction de Vi (tension d'entrée) pour les deux circuits sont tracées sur la figure 15. La courbe relative au HEF 4011 est tracée en trait plein, celle du CD 4011 en pointillés.

Si l'on admet comme maximum M de la valeur basse le tiers de la tension d'alimentation, soit ici M = 2 V, et comme minimum de la valeur haute les 2/3 de cette tension, soit ici m = 4 V, le circuit doit respecter les deux conditions suivantes :

1° Si Vi < 2 V, on doit avoir Vo > 4 V.

2° Si Vi > 4 V, on doit avoir Vo < 2 V.

Autrement dit, la courbe qui représente les variations de Vo en fonction de Vi doit se situer entièrement hors des zones hachurées sur la figure 15. On voit que les deux circuits sont conformes à ces spécifications. On note simplement que le HEF 4011 est meilleur en ce qui concerne les tensions de sortie.

QUE DONNE LA SORTIE D'UN CIRCUIT

Pendant que le montage de la figure 14 est réalisé, utilisons-le pour en savoir un peu plus sur la tension de sortie du circuit, par exemple en employant le HEF 4011.

La qualité d'une source de tension est d'avoir une résistance interne aussi faible que possible. Ici, on ne demande tout de même pas que cette résistance soit nulle : le circuit

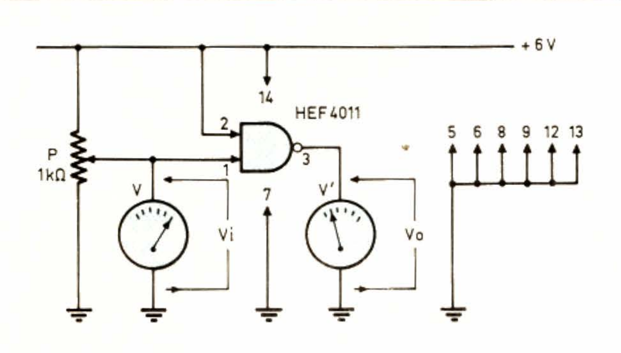


Fig. 14. – Pour « prendre contact » avec un circuit logique (ici une porte « NAND »), un bon moyen consiste à étudier comment la tension de sortie, Vo, varie en fonction de la tension d'entrée, Vi.

logique ne doit commander que des circuits qui consomment fort peu de courant ; il est cependant intéressant qu'elle soit faible.

Comment s'en assurer ? Rien de plus simple. Amenons la sortie au niveau haut, en portant l'entrée à un potentiel inférieur à 2 V, et consommons une certaine intensité à la sortie, en branchant celle-ci sur différents « résisteurs » allant à la masse. L'auteur rappelle qu'il aime bien ce néologisme, permettant de distinguer le **composant** à deux fils (le « résisteur ») et sa **propriété,** (la résistance). On évite ainsi d'avoir à parler de la « résistance d'une résistance ».

Lesdits résisteurs vont consommer du courant à la sortie, dont la tension baissera donc. Un essai montre que la tension de sortie, qui était 6,00 V quand la sortie était uniquement branchée sur le voltmètre V' (un numérique de 22 MΩ de résistance d'entrée), tombe :

– à 5,98 V pour 10 kΩ entre sortie et masse ;
– à 5,62 V pour 2,2 kΩ entre sortie et masse ;
– à 5,21 V pour 1 kΩ entre sortie et masse.

Dans ce dernier essai, le résisteur de 1 kΩ consomme une intensité de 5,21 mA, provoquant une chute de tension de 6 – 5,21 = 0,79 V. La résistance interne équivalente de sortie est donc de :
0,79/0,0052, soit environ 150 Ω

Comme il est intéressant d'en savoir le plus possible, on recommence cet essai en amenant la sortie au potentiel quasi nul (pour Vi > 4 V), et lui fournissant du courant, via un résisteur entre le + 6 et la sortie. Là, on trouve même moins de 100 Ω de résistance interne équivalente. Tout se passe bien.

ET LES PORTES TTL ?

Il est intéressant de savoir comment se comporte une porte TTL dans les mêmes conditions. Le montage de la figure 14 s'adapte à une porte du type SN 7400 (attention, les portes qui utilisent les broches 4, 5, 6 et 8, 9, 10 n'ont pas le même brochage dans la SN 74000 et dans la HEF 4011).

En raison de la différence des brochages, il ne faudra plus mettre à la masse les broches 6, 8 et 11. Mais on laisse les broches 5, 7, 9 et 12 à la masse, en reliant toujours la broche 2 au + 5 V (broche 14). Comme il s'agit de TTL, il ne faut pas faire cette connexion directement, mais par un résisteur d'une résistance assez quelconque (de 2 à 10 kΩ). En outre, la tension d'alimentation doit être de 5 V.

Quand on fait l'essai avec une porte SN 7400, il faut maintenant se souvenir que le niveau d'entrée doit être inférieur à M = 0,8 V pour être considéré comme bas, supérieur à m = 2,0 V pour agir comme niveau haut.

En relevant la courbe Vo en fonction de Vi sur un circuit de ce type, l'auteur a trouvé que c'est autour de 1,40 V d'entrée que la tension de sortie variait le plus vite.

Il y a une autre différence fondamentale entre les circuits TTL (comme le SN 7400) et les C-MOS (comme le HEF 4011). Dans les TTL, il faut consommer à une entrée un courant non négligeable (jusqu'à 1,6 mA pour la TTL standard) pour l'amener au niveau zéro. A l'opposé, il n'y a pratiquement pas de courant à fournir pour maintenir l'entrée au niveau haut.

Donc, la sortie des portes TTL, conçue essentiellement pour commander des entrées d'autres circuits TTL, est particulièrement apte à consommer du courant quand elle est au niveau bas, et bien moins à en fournir quand elle se trouve au niveau haut.

C'est facile à vérifier : si nous amenons cette sortie au niveau bas, la tension de sortie est voisine de 0,02 V. En envoyant dans cette sortie une intensité de près de 18 mA (au moyen d'un résisteur de 270 Ω entre le + 5 et la sortie), on ne fait remonter la tension de sortie qu'à 0,22 V.

Le circuit C-MOS, lui, ne consomme pratiquement **aucun courant** sur son entrée. C'est ce fait, joint à la valeur quasi nulle de son courant d'alimentation (quand le circuit reste dans un état donné) et à la possibilité d'alimenter les C-MOS dans une grande gamme de tensions (de 3 à 15 V), qui a fait le succès de la série C-MOS chez les amateurs d'électronique.

COMMENT AMENER LES NIVEAUX D'ENTREE A ETRE « BONS »

Donc, pour commander des circuits numériques, il faut que les niveaux d'entrée soient conformes à ce que le circuit demande. On pourrait craindre que des commandes appliquées à de tels circuits n'aient pas les valeurs de tension voulues. Il faut donc disposer d'un moyen de les « normaliser ».

Ce moyen existe, et, chose bizarre, il n'est pas assez connu des amateurs d'électronique. Il s'appelle le « trigger de Schmitt », et les modèles les plus classiques sont :

– le HEF 4093 en C-MOS
– le SN 74132 en TTL

L'un comme l'autre sont des circuits intégrés du type « quadruple NAND ». En effet, chacune des quatre portes qu'ils contiennent a la fonction logique NAND (la sortie n'est basse que quand les deux entrées sont hautes simultanément). Ils ont les mêmes brochages que leurs homologues « non-Schmitt », autrement dit le brochage du 74132 est le même que celui du 7400 et celui du 4093 est le même que celui du 4011.

OU INTERVIENT UNE SORTE D'« HYSTERESIS »

Qu'est-ce donc que cette fonction « Schmitt » supplémentaire ? Pour le savoir, la meilleure façon est de l'essayer.

Remplacez le 4011 de la figure 14 par un 4093, et alimentez le tout sous 6 V. Faites monter la tension d'entrée depuis 2 V ou moins, en allant très lentement quand vous aurez dépassé 3 V.

Vous allez voir que la tension de sortie ne varie pas : elle est fixe au voisinage de 6 V. Puis, pour une valeur donnée, a, de la tension d'entrée (l'essai fait par l'auteur a donné a = 3,65 V), la tension de sortie baisse brusquement, d'un coup, jusqu'à zéro.

Comme on soupçonne qu'il s'agit d'un circuit à réponse très « sensible », autrement dit réagissant à une toute petite variation de Vi, comme le HEF 4011, (courbe en trait plein sur la figure 15), on essaie de faire redescendre un peu Vi, pour bien voir ce qui se passe autour de la tension d'entrée a. Oh ! rien ne va plus : on redescend notablement Vi, et Vo reste nulle.

On continue alors à faire descendre Vi, et c'est pour une valeur b, notablement inférieure à a (pour l'essai de l'auteur, b = 2,75 V), que la tension de sortie Vo consent à remonter à 6 V, et, là aussi, elle le fait d'un seul coup.

En recommençant plusieurs fois des montées et descentes très progressives de Vi (montée très lente quand on s'approche de la valeur a, descente très lente quand on s'approche de la valeur b), on finit par voir que, incontestablement, ce circuit réagit différemment à la montée et à la descente de Vi. La courbe donnant la tension de sortie Vo en fonction de la tension d'entrée Vi est celle qu'indique la figure 16.

Il ne s'agit plus d'une simple « courbe », mais d'un « cycle », tout à fait analogue au « cycle d'hystérésis » des matériaux magnétiques rémanents. Comme un tel cycle n'est peut-être pas familier aux lecteurs, nous prendrons un autre exemple.

Les interrupteurs à lames souples (« ILS » ou « REEDS »), faits de deux lames de contact, en métal magnétique, dans une ampoule de verre, bien connus comme interrupteurs détectant une ouverture de porte dans les systèmes de sécurité d'appartements, vont nous permettre une analogie plus commode.

Prenez un tel interrupteur et approchez-en un aimant, très progressivement. A une distance d_1 entre l'aimant et l'ampoule, le contact va coller (on l'entend, et on peut mettre le collage en évidence par l'allumage d'une LED, par exemple, comme le montre la figure 17).

Si, maintenant, on éloigne l'aimant de l'ILS, le décollage du contact ne se produira qu'à une distance d_2, supérieure à d_1. Nous avons, là aussi, un phénomène qui varie d'une façon différente à la diminution ou à l'augmentation de la distance d.

Nous trouverions encore un comportement analogue en faisant varier l'intensité qui passe dans une bobine de relais. C'est quand cette intensité franchit, en montant, une valeur I, que le relais colle. Mais il faut, quand il est collé, que l'intensité descende en dessous d'une valeur i, bien inférieure à I, pour que le décollage du relais se produise.

UNE « ZONE D'AMBIGUITE »

Dans ce dernier cas, celui qui prend conscience du phénomène demande tout de suite : « Si l'intensité dans le bobinage est comprise entre i et I, le relais est-il collé ou décollé ? »

La réponse est : « Il peut être l'un ou l'autre ». La meilleure façon de s'en convaincre est

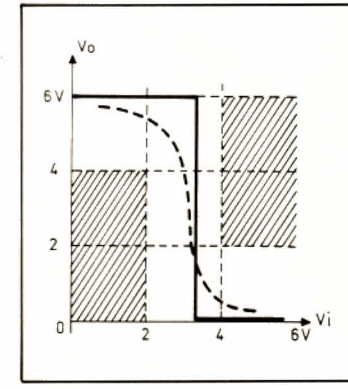


Fig. 15. – Courbes de variations de Vo en fonction de Vi pour un circuit HEF 4011 (courbe en trait plein) et CD 4011 (pointillés). Les deux circuits sont conformes aux spécifications, puisque leurs deux courbes ne passent pas par les zones « interdites » (hachurées). Les courbes sont donc bien dans le « gabarit ».

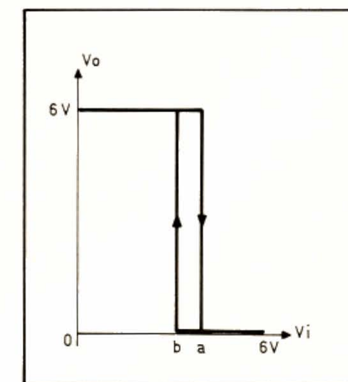


Fig. 16. – Si l'on remplace le HEF 4011 (« NAND » normal) par un HEF 4093 (« NAND » à « fonction Schmitt »), la courbe donnant la tension de sortie, Vo, en fonction de Vi (tension d'entrée) est un « cycle », ce qui rend le circuit idéal pour « normaliser » des niveaux.

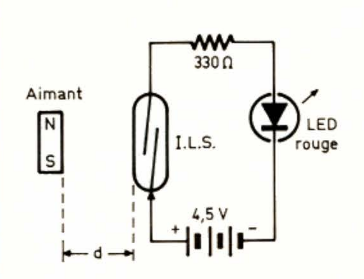


Fig. 17. – La réponse d'un interrupteur à lames souples (I.L.S.) à l'approche d'un aimant (mise en évidence par l'allumage de la LED quand le contact se ferme) illustre un autre cas de « cycle d'hystérésis » : le collage a lieu, quand l'aimant se rapproche, pour une distance d_1 donnée ; il faut éloigner alors l'aimant au-delà d'une distance d_2, supérieure à d_1, pour que le contact se rouvre.

de faire passer dans le bobinage une intensité comprise entre i et I. Si l'on pousse sur l'armature du relais, ce dernier étant décollé, il colle et reste collé. Si, au contraire, quand il est collé, on tire sur l'armature, le relais décolle, et il reste décollé.
Pour notre « trigger de Schmitt », c'est la même chose. Si la tension d'entrée est comprise entre a et b, on ne peut dire si la sortie est à niveau bas ou à niveau haut. Ce dont on peut être sûr, c'est qu'elle n'est pas les deux à la fois, et qu'elle n'est pas à une valeur « intermédiaire ».
C'est là tout l'intérêt du trigger de Schmitt, indépendamment du fait qu'il se prête à la réalisation de l'oscillateur de relaxation le plus simple qui soit, en reliant ses deux entrées :

– par un condensateur à la masse ;
– par un résisteur à sa sortie.

Nous retrouverons cet oscillateur (on le nomme « oscillateur Charbonnier ») comme générateur de tops dans nos autres essais. Pour le moment, le trigger de Schmitt nous servira chaque fois que nous aurons un doute sur le niveau de commande d'un circuit logique.

Ce circuit constitue l'intermédiaire idéal entre l'analogique (à variation continue) et le numérique (en « tout ou rien »). Une tension appliquée à son entrée, variant aussi lentement que l'on veut, donne, en sortie, une tension qui est « normalisée » pour les circuits logiques, passant brusquement du niveau bas (le « zéro ») au niveau haut (le « un »), ou inversement.

OUI, NON ET... LE « TROISIEME ETAT »

Pendant que nous en sommes à la série d'essais destinés à prendre contact avec les circuits de l'électronique numérique, examinons de près le comportement des circuits à sortie « trois états ».
Dans certains cas, on associe au niveau bas la notion de « faux » (ou de « non »), alors que le niveau haut est associé à la notion de « vrai » (ou de « oui »). Comme, en électronique numérique, nous ne connaissons strictement que ces deux niveaux, correspondant à deux « états » de la tension de sortie, comment peut-on parler d'un « troisième état » ? S'agit-il donc d'un état « normand » en « p'tèt ben qu'oui, p'tèt ben que non... » ?
Rassurez-vous. Ce troisième état évoque un peu une incertitude, mais plutôt du type « électoral ». Il correspond au « bulletin blanc ». Dans tout vote où la réponse est « oui » ou « non », il peut y avoir des « sans opinion » ou des « ne se prononce pas ». Le « troisième état » des circuits intégrés correspond à l'abstentionnisme.
Pour le voir, le mieux est d'essayer un circuit intégré avec une commande « trois états ». Vous pouvez utiliser, comme exemple de circuit à sortie « trois états » :

– en TTL : un 8 7 28, un SN 74 LS 125 (ou 126), un SN 74240 (ou SN 74 LS 240), un SN 74244 (ou SN 74 LS 244), un SN 74 LS 367 (ou 368) ;
– en C-mOS : un HEF 4502.

Etant donné que ces différents circuits n'ont pas tous la même fonction, et qu'ils ont surtout des brochages différents, l'exemple qui suit est limité au cas du SN 74 LS 365. Si vous voulez faire des essais avec les autres types cités, consultez-en les notices.

Pour le 74 LS 365, comme ce circuit est du type TTL, il doit être alimenté par une tension de 5 V, le – sur le (8), le + sur le (16). La « commande de passage en troisième état » (active au niveau haut) s'applique sur les deux broches (1) et (15) interconnectées. Un des circuits (celui que nous essaierons) a une entrée en (2) et sa sortie en (3). Pour les autres circuits, on laissera leurs entrées non connectées.

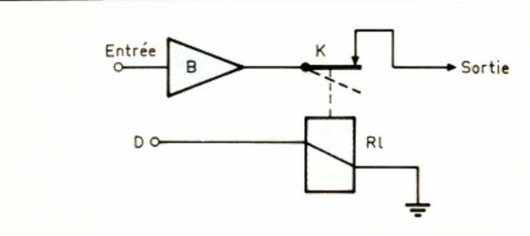


Fig. 18. – Un circuit « trois états » se comporte comme s'il disposait d'une commande qui (ici par un relais), isole la connexion de sortie du circuit lui-même quand on envoie la commande « D » (« Déconnecté », ou « Disable »).

UN CIRCUIT « QUI NE FAIT RIEN » (LE « BUFFER »)

Les six circuits contenus dans notre 74 LS 365 sont ce que l'on appelle des « buffers ». Autrement dit, si on applique à l'entrée d'un tel buffer un niveau haut, on retrouve un niveau haut en sortie. De même, un niveau bas appliqué à l'entrée produit, en sortie, un niveau également bas. Donc, à première vue, ce circuit ne sert à rien.

Méfiez-vous de cette « première vue », qui ferait dire aussi que les amplificateurs de gain unité (en tension) sont inutiles, ce qui est tout aussi faux.

Un « buffer » fournit, en sortie, le même niveau logique que celui qui a été appliqué en entrée. Mais, à l'entrée, il consomme peu de courant, et peut donc être commandé par une source « gravement malade », autrement dit par une source ayant « la résistance interne à l'état aigu » (source qui est donc incapable de fournir une intensité, même faible, sans que sa tension s'effondre).

En sortie du buffer, nous trouverons une tension presque « guérie » de la résistance interne. Cette sortie pourra fournir du courant (quand elle est au niveau haut), et surtout en consommer (quand elle est au niveau bas), sans en être trop affectée. Nous avons déjà vu cela plus haut.

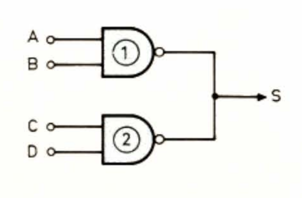


Fig. 19. – Si l'on relie entre elles les sorties de deux circuits logiques qui ne sont pas du type « trois états », il peut y avoir une « situation de conflit », quand les sorties des circuits (1) et (2) n'avaient pas le même état avant qu'on les relie. On risque la destruction des circuits.

INTERVENTION DU TROISIEME ETAT

Donc, en ayant mis à la masse les entrées (1) et (15), notre circuit intégré se comporte comme un sextuple buffer tout à fait classique. Nous utiliserons uniquement celui de ces six buffers dont l'entrée est en (2) et la sortie en (3).

Mettons l'entrée (2) à la masse : on peut alors vérifier que la tension entre (3) et la masse est très basse (0,03 V par exemple). Si on injecte dans cette sortie une intensité de près de 10 mA (en reliant cette sortie au + 5 V à travers un résisteur de 470 Ω), elle s'en moque, ou peu s'en faut : la tension de sortie reste très basse (0,2 V dans notre essai).

Si l'entrée (2) est au niveau haut (on peut la relier directement au + 5, car cette façon de faire, très dangereuse pour les TTL classiques, est sans danger pour les circuits de la famille TTL-LS), la sortie (3) sera aussi au niveau haut (2 V minimum ; en fait on trouve classiquement 3,7 V ou plus). En lui consommant un peu de courant, par un résisteur de 4,7 kΩ entre cette sortie et la masse, on fait un peu baisser la tension de sortie, mais elle reste nettement au-dessus de 2 V.

Bref, tout se passe comme nous l'avions vu plus haut, avec le SN 7400.

Mais tout va changer si nous portons les commandes de passage en troisième état, (1) et (15), au niveau haut. La tension de sortie prend une valeur quelconque, généralement assez basse, mais, surtout, vous pouvez « lui faire dire ce que vous voulez », et ce quel que soit le niveau appliqué à l'entrée.

N'importe quel résisteur, même s'il a une résistance élevée (100 kΩ), branché entre la sortie et la masse, amène la tension de cette sortie à zéro. Le même résisteur, connecté entre la sortie et le + 5 V, amène immédiatement la sortie au niveau haut (et ce d'autant plus que le voltmètre que vous avez utilisé pour mesurer la tension de sortie a une plus grande résistance interne, c'est pourquoi nous conseillons d'utiliser là un numérique).

Donc cette sortie a « attrapé la résistance interne » à un point tel qu'elle ne peut même plus être considérée comme une source. Essayez de lui demander quelques microampères vers la masse : la tension s'écroule à zéro. Tentez de lui « enfourner » une intensité ultra-faible depuis le + 5 V : la

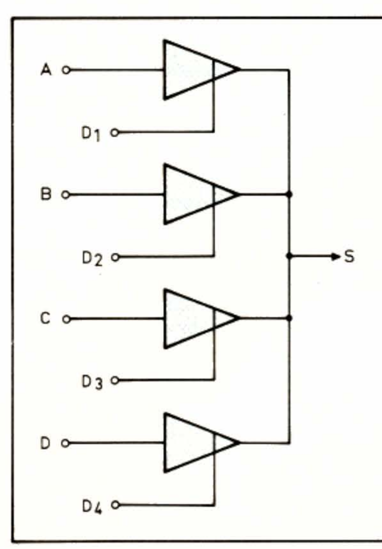


Fig. 20. – Avec des circuits « trois états », on peut relier entre elles plusieurs sorties sur un fil commun (le « bus »). On ne « valide » qu'un seul des circuits ; c'est alors lui seul qui donne sa valeur à la sortie. On a réalisé un « multiplexage » sans circuit multiplexeur.

tension monte à presque 5 V (si vous trouvez moins, ce sera dû à la consommation de courant par votre voltmètre).

Bref, on peut dire que tout se passe comme si le fil de sortie s'était trouvé déconnecté du reste du circuit. Nous aurions quelque chose d'analogue si (fig. 18) le circuit intégré contenait, en plus du buffer « normal », B, un relais R_1 dont le contact « repos », K, relie la sortie du buffer B au fil « sortie » du circuit intégré.

Tant que l'on n'envoie pas de commande au relais, le fil de sortie est à la sortie de B. Mais, dès que l'entrée D (D comme « Déconnecté » ou, en anglais, « Disable » = non valide) est commandée, le relais colle, le fil de sortie n'est plus relié à rien.

Le troisième état, c'est cela.

On dit souvent que, quand un circuit est dans le « troisième état », sa sortie est « à haute impédance », ce qui revient pratiquement au même que de dire qu'elle n'est plus connectée à rien. Quand un circuit est dans le troisième état, tout se passe comme on si on l'avait retiré de son support.

A QUOI SERT UN CIRCUIT LOGIQUE QUI N'A PAS D'OPINION ?

Imaginons que nous ayons relié, par exemple, les deux sorties de deux portes NAND d'un SN 7400 entre elles (fig. 19), que va-t-il se passer ?

Tant que les niveaux des entrées A, B, C et D sont tels que les portes (1) et (2), si elles étaient déconnectées, donneraient les mêmes niveaux de sortie, tout ira bien.

Mais, supposons que A, par exemple, soit au niveau bas, ce qui implique (quel que soit le niveau de B) que la sortie de (1) doit être haute, et que, en même temps, nous ayons appliqué des niveaux hauts aux entrées C et D, ce qui doit rendre basse la sortie de (2). Là, les choses vont se gâter.
La porte (2) va consommer autant de courant qu'elle le pourra, pour tenter de maintenir la connexion commune S au niveau bas, alors que la porte (1) va fournir autant de courant qu'il lui est possible, dans l'espoir de maintenir S au niveau haut.
Cette « guerre civile entre portes » risque fort être fatale au circuit intégré. D'où la conclusion : on ne doit jamais connecter ensemble des sorties de portes logiques indépendantes (sauf dans certains cas particuliers où cette connexion est autorisée).

UN SEUL D'ENTRE VOUS PARLERA, LES AUTRES SE TAIRONT

Et, justement, un de ces « cas particuliers » est l'emploi de circuits « trois états ». Supposons (fig. 20) que quatre « buffers trois états » aient leurs sorties reliées à un même fil S.
Nous voyons, sur cette figure, une des représentations possibles des circuits trois états, la commande de « Déconnexion » arrivant comme si elle pouvait « couper » la sortie du circuit.
Les entrées des quatre buffers sont des niveaux logiques indépendants, A, B, C et D. Nous supposerons, au début, que les quatre commandes de de déconnexion, de D_1 à D_4, sont au niveau haut.
Alors, les quatre circuits sont dans le troisième état, et tout se passe comme si on les avait tous retirés de leurs supports. La ligne S n'est reliée à rien.
Maintenant, portons la commande D_2 seule au niveau bas. Le second buffer est le seul qui ne soit plus en troisième état : sa sortie est reliée au fil S, sur lequel on trouve donc le niveau logique qui correspond à celui de l'entrée B. Les niveaux logiques A, C et D n'interviennent pas, ils peuvent avoir des valeurs quelconques.

Donc, en déconnectant (passage au troisième état) trois buffers, et en « validant » (passage au régime « normal ») un seul d'entre eux, c'est la donnée appliquée à ce seul buffer qui sera transmise sur la sortie commune.

Cette sortie S « sert à tout le monde », c'est une sorte de « voie omnibus », d'où le nom de « bus » qu'on lui donne en informatique.

Suivant celle des commandes D qui est au niveau bas (il n'y en a évidemment **qu'une seule** au niveau bas, pour ne pas retrouver la « situation de conflit possible » de la figure 19), on a donc connecté une des quatre données, A ou B, ou C ou D, sur le fil S. Tout se passe donc comme si nous disposions d'un commutateur quatre directions, permettant de brancher l'une des quatre données sur le fil S.

Un circuit qui remplit cette fonction se nomme un « multiplexeur ». Il en existe qui sont réalisés par des assemblages de plusieurs portes « ET » et d'une porte « OU ». Grâce aux circuits trois états, on peut donc réaliser une fonction de « multiplexage » sans utiliser un circuit multiplexeur.

(à suivre)

J.-P. OEHMICHEN

EXPERIMENTATION ET EVOLUTION DES CIRCUITS FONDAMENTAUX

mise au point d'un générateur de fonctions

Dans le numéro de septembre dernier (le *Haut-Parleur* n° 1744), à l'occasion de l'étude de multivibrateurs à amplificateur opérationnel, nous avions montré la possibilité de construire, outre des dents de scie à croissance et décroissance exponentielle, des triangles de qualité acceptable. Ceux-ci, pourtant, ne restaient que des fragments d'exponentielles, impropres à la réalisation d'un véritable générateur de fonctions. Aujourd'hui, nous envisageons la genèse de véritables triangles, associés à un signal en créneaux.

L'ASSOCIATION TRIGGER-INTEGRATEUR

Examinons, d'abord, le fonctionnement de l'intégrateur construit autour de CI_2, en admettant (pour l'instant) que le potentiel V_A, à la sortie de CI_1, ne peut prendre que les valeurs :

$V_A = + E$ (tension positive d'alimentation),

$V_A = - E$ (tension négative d'alimentation).

L'entrée non inverseuse de CI_2 étant maintenue au potentiel de la masse, il en va de même de son entrée inverseuse, qui se comporte comme une masse virtuelle. Dans ces conditions :

- Si $V_A = + E$, un courant, d'intensité I constante, traverse R_3 de la gauche vers la droite, avec :

$$I = \frac{E}{R_3}$$

En supposant parfait l'amplificateur opérationnel CI_2, aucun courant ne pénètre dans son entrée, et I traverse intégralement le condensateur C, qui se charge linéairement. Sur la sortie B, le potentiel V_B décroît selon la loi :

$$V_B = -\frac{I_t}{C} = -\frac{E}{R_3 C}t$$

en fonction du temps t.

- Si $V_A = - E$, la situation reste analogue, mais avec un courant I circulant de la droite vers la gauche dans R_3. V_B croît linéairement, selon la loi :

$$V_B = + \frac{E}{R_3 C}t$$

L'amplificateur opérationnel CI_1, pour sa part, travaille en trigger de Schmitt. Attaqué par la tension V_B à travers R_2, il reçoit une réaction positive depuis sa sortie, grâce à R_1.

Déterminons les seuils de basculement, c'est-à-dire les valeurs de V_B pour lesquelles V_C traverse la valeur 0, soit en croissant, soit en décroissant.

Lorsque $V_A = + E$, V_B décroît. Le potentiel V_C s'annule quand :

$$\frac{E}{R_1} = -\frac{V_B}{R_2}$$

soit,

$$V_B = -E\frac{R_2}{R_1}$$

Par symétrie, si $V_A = - E$, donc que V_B croît, on annule V_C pour :

$$V_B = +E\frac{R_2}{R_1}$$

LA FORME DES SIGNAUX

A cause de la réaction positive, nous avons vu que la sortie A de CI_1 ne pouvait évoluer qu'entre $-E$ et $+E$. On recueille donc, en ce point, des créneaux, dont les temps de montée et de descente dépendent du slew-rate de CI_1, et de l'excursion totale 2E (nous y reviendrons plus loin).

Sur la sortie B de CI_2, nous avons montré que la tension V_B croissait ou décroissait linéairement, entre les seuils $\pm E R_2/R_1$: on y recueille donc des triangles, d'amplitude (crête à crête) :

$$2E\frac{R_2}{R_1}$$

CALCUL DE LA FREQUENCE

Reportons-nous au diagramme de la figure 2, qui illustre l'évolution des rampes. L'amplitude totale, d'un sommet négatif au sommet positif suivant, par exemple, est décrite en un temps égal à la demi-période T/2. Connaissant (voir plus haut) la loi d'évolution de V_B, on peut donc écrire :

$$\frac{E}{R_3 C}\frac{T}{2} = 2E\frac{R_2}{R_1}$$

d'où :

$$T = 2\frac{R_2}{R_1}R_3 C$$

On en déduit la fréquence

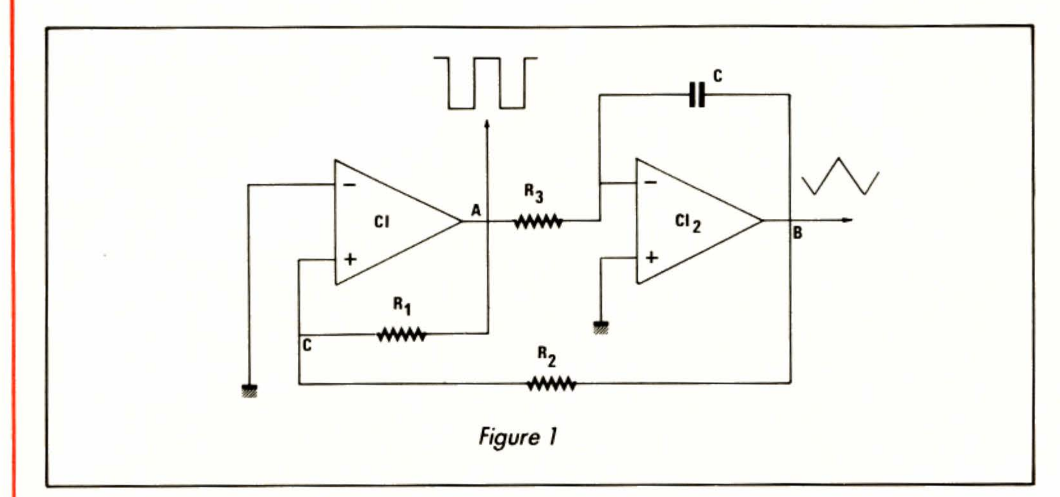


Figure 1

ne peut guère être amélioré, la seule technique envisageable consiste à diminuer l'amplitude. Il serait possible, à cet effet, de réduire les tensions d'alimentation, mais ceci entraîne vite une détérioration des caractéristiques de l'amplificateur.

Une autre solution consiste, comme le montre le schéma de la figure 3, à limiter l'excursion en sortie de CI_1, à l'aide des diodes écrêteuses D_1 et D_2, connectées tête-bêche. Avec des diodes au silicium (ici, des 1N4148), et compte tenu de l'intensité maximale que peut délivrer la sortie du LF 353 (10 mA), la tension aux bornes de chaque diode, dans le sens conducteur, se situe vers 0,8 V. Les créneaux – et c'est ce qu'on vérifie sur l'oscillogramme B – n'auront plus qu'une amplitude, crête à crête, de 1,6 V. Avec un slew-rate de 13 V/µs, on calcule alors des temps de commutation d'environ 0,12 µs, soit 120 ns.

Naturellement, l'amplitude des triangles diminue aussi. Il est facile de la calculer, en remplaçant E (10 V) par E' = 0,8 V, nouvelle valeur des paliers des créneaux. On trouve :

$$V_B = 2 \cdot 0{,}8 \frac{R_2}{R_1} = 0{,}32 \text{ V}$$

$$= 320 \text{ mV}$$

L'oscillogramme B correspond bien aux résultats déterminés par le calcul. Pour augmenter la fréquence, nous avons attribué au condensateur C la nouvelle valeur 6,8 nF, ce qui donne 150 kHz environ.

d'oscillation, inverse de la période T :

$$F = \frac{R_1}{2 R_2 R_3 C}$$

Cette relation appelle deux commentaires intéressants. D'abord, on remarquera que la fréquence F ne dépend nullement des tensions d'alimentation ± E : c'est un résultat remarquable, et qui montre qu'on pourra réaliser, par exemple, un appareil alimenté sur piles, et malgré cela, fort stable en fréquence (par contre, évidemment, les amplitudes diminueront avec l'usure des batteries). Par ailleurs, l'expression de F montre que celle-ci :

- est inversement proportionnelle à C : on obtiendra des gammes, de fréquences de plus en plus élevées, en commutant des valeurs de plus en plus faibles du condensateur ;
- est inversement proportionnelle à R_3 : les variations continues, à l'intérieur de chaque gamme, s'obtiennent en remplaçant R_3 par un potentiomètre.

DES RESULTATS PRATIQUES

Pour relever l'oscillogramme A, nous avons adopté les valeurs de composants suivantes :

$R_1 = 100$ kΩ ; $R_2 = 10$ kΩ ;
$R_3 = 4{,}7$ kΩ ; $C = 22$ nF.

L'alimentation s'effectuait sous des tensions de ± 10 V. Compte tenu des calculs précédents, on doit trouver une fréquence :

$$F = \frac{10^5}{2 \cdot 10^4 \cdot 4{,}7 \cdot 10^3 \cdot 22 \cdot 10^{-9}}$$

$F = 48 \cdot 10^3$ Hz = 48 kHz

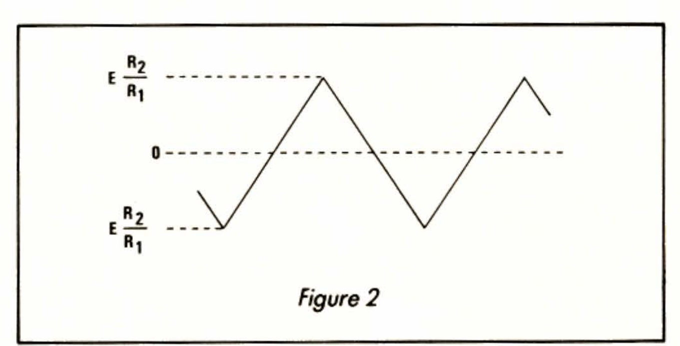


Figure 2

C'est effectivement ce que nous observons, avec un balayage horizontal à 10 µs/division.

A cette fréquence, les méfaits du slew-rate se font clairement voir, sur les créneaux de la trace supérieure. L'excursion atteignant près de 20 V crête à crête, et l'amplificateur opérationnel utilisé étant un LF 353 (slew-rate de 13 V/µs), on trouve des temps de commutation voisins de 1,5 µs.

Cette paresse à la commutation se répercute sur les triangles, qui atteignent une amplitude de 2,6 V, au lieu des 2 V prévus par le calcul.

AMELIORATION DES VITESSES DE COMMUTATION

On ne pourra, avec le même amplificateur opérationnel que ci-dessus, monter en fréquence qu'à la condition de découvrir un artifice pour diminuer les durées de transition entre paliers du signal en créneaux. Comme le slew-rate

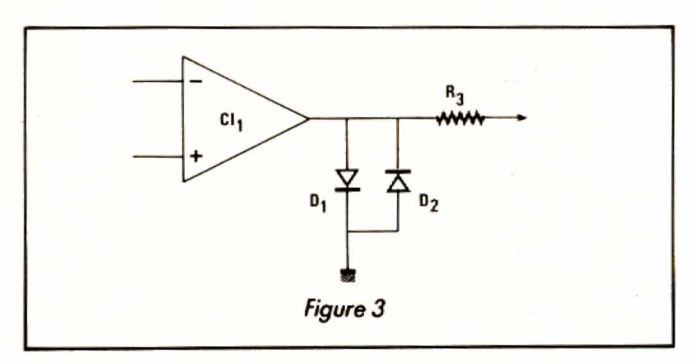


Figure 3

UN COMPROMIS ACCEPTABLE

La limitation d'amplitude adoptée dans le précédent exemple peut paraître sévère. Nous l'avons retenue dans un but didactique, afin de clairement illustrer les améliorations qui en découlent.

Dans la pratique, il serait plus raisonnable d'atteindre quelques volts pour les créneaux (5 V par exemple, ce qui correspond aux normes TTL). On y parviendra en remplaçant chaque diode, D_1 et D_2 dans la figure 3, par la mise en série de trois diodes, entraînant un écrêtage à + 2,4 V et – 2,4 V. Dans ces conditions, l'amplitude des triangles montera sensiblement à 1 V crête à crête.



ATTENTION A L'ALIMENTATION !

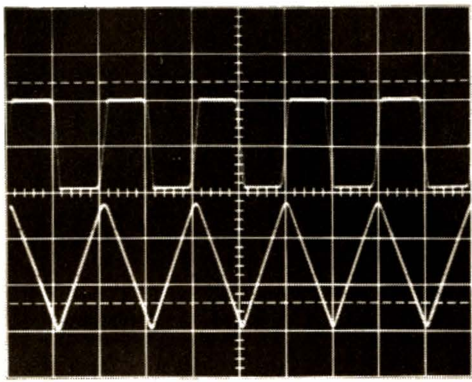
Le fonctionnement en commutation de l'amplificateur opérationnel CI_1 se traduit par de forts appels transitoires de courant sur les alimentations. Sans précautions particulières, ces appels se répercutent évidemment sur l'ensemble du montage, et peuvent conduire à bien des déboires.

L'oscillogramme C en illustre un cas extrême, et montre l'apparition d'oscillations HF sur les rampes. On en détermine facilement la source, en observant (couplage alternatif) l'une et l'autre des tensions d'alimentation. L'oscillogramme D montre, sur sa trace inférieure, les variations de la tension – E, avec une sensibilité de 200 mV/division.

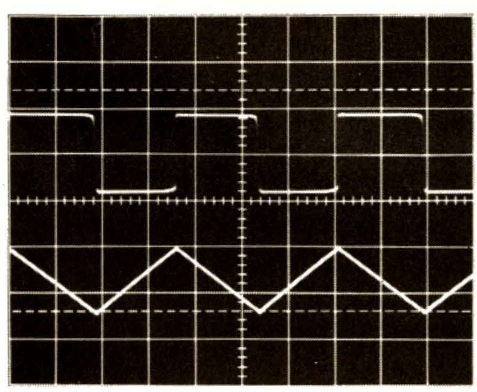
Un premier découplage par des condensateurs électrolytiques branchés entre plus et masse d'une part, et entre moins et masse d'autre part (capacité de 100 µF), apporte une amélioration sensible. Sur les triangles, il ne reste plus que de faibles oscillations parasites, comme le montre l'oscillogramme E.

On parviendra aux résultats parfaits déjà rencontrés sur l'oscillogramme B, en complètant le découplage par des condensateurs à film plastique de 47 nF environ.

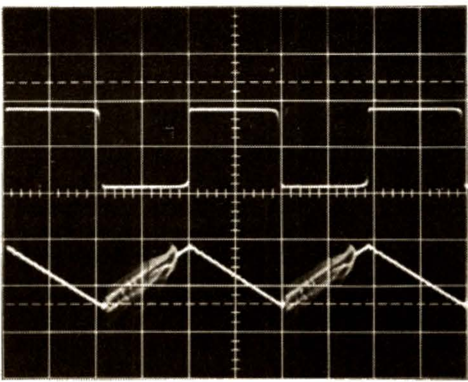
R. RATEAU



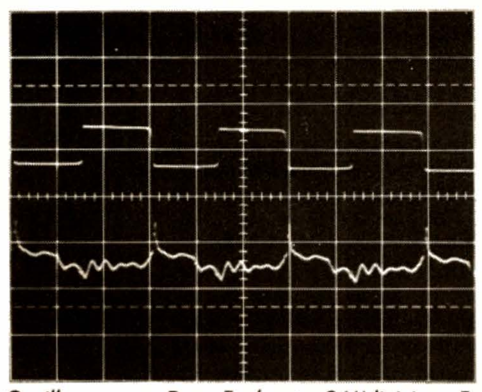
Oscillogramme A. – Signaux à 50 kHz. En haut : 10 V/division. En bas : 1 V/division. Balayage : 10 µs/division.



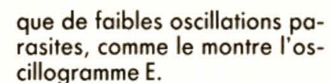
Oscillogramme B. – Signaux à 150 kHz. En haut : 1 V/division. En bas : 200 mV/division. Balayage : 2 µs/division.



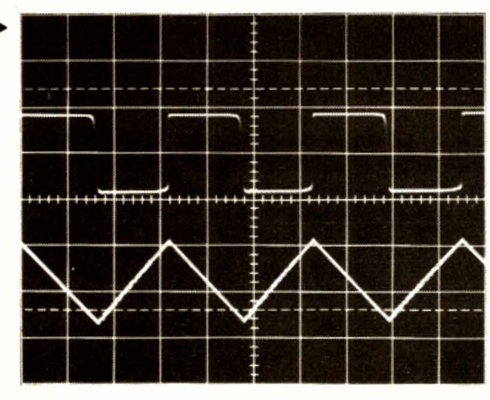
Oscillogramme C. – En haut : 1 V/division. En bas : 200 mV/division. Balayage : 2 µs/division.



Oscillogramme D. – En haut : 2 V/division. En bas : 200 mV/division. Balayage : 2 µs/division.



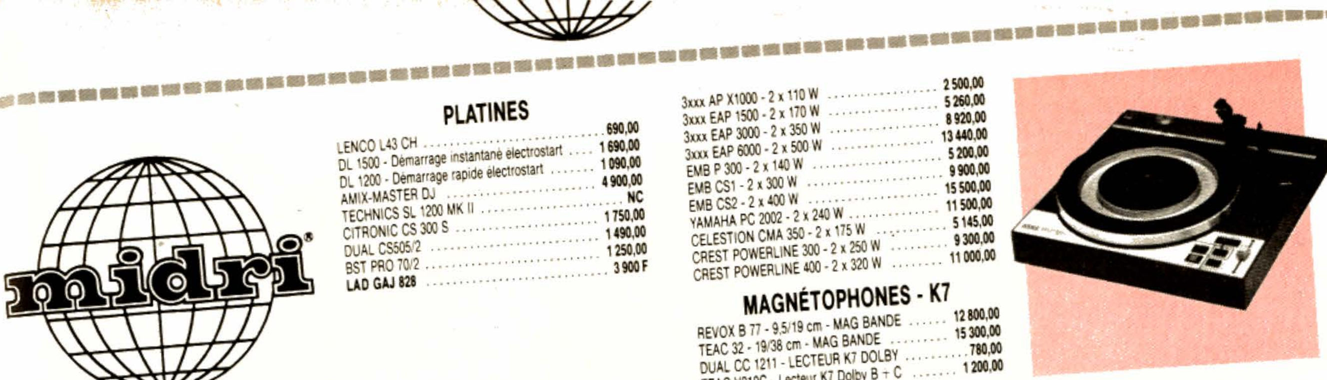
Oscillogramme E. – En haut : 1 V/division. En bas : 200 mV/division. Balayage : 2 µs/division. ▶



POUR CONCLURE

Au prix des améliorations que nous avons analysées dans cet article, un simple amplificateur opérationnel double, de type LF 353, peu coûteux, constitue la base d'un générateur de fonctions capable de monter aisément à 100 kHz, et même davantage. Il ne reste qu'à le compléter par des circuits de mise en forme pour les sinusoïdes, et des étages de sortie. Nous aurons l'occasion d'y revenir...





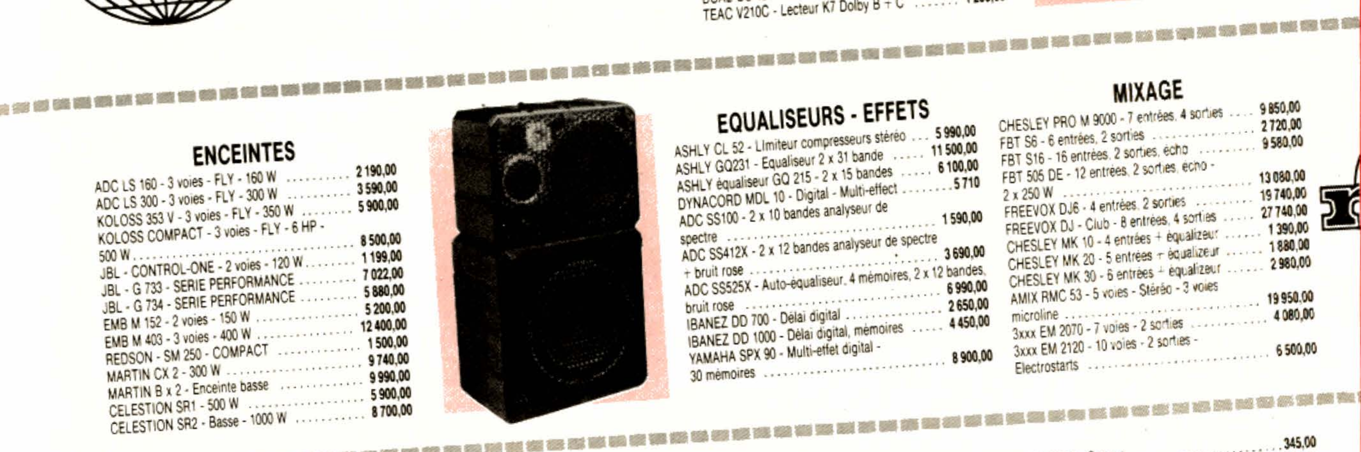
PLATINES

LENCO L43 CH 690,00
DL 1500 - Démarrage instantané électrostart 1 690,00
DL 1200 - Démarrage rapide électrostart 1 090,00
AMIX-MASTER DJ 4 900,00
TECHNICS SL 1200 MK II .... NC
CITRONIC CS 300 S 1 750,00
DUAL CS505/2 .... 1 490,00
BST PRO 70/2 .... 1 250,00
LAD GAJ 828 .... 3 900 F

3xxx AP X1000 - 2 x 110 W 2 500,00
3xxx EAP 1500 - 2 x 170 W 5 260,00
3xxx EAP 3000 - 2 x 350 W 8 920,00
3xxx EAP 6000 - 2 x 500 W 13 440,00
EMB P 300 - 2 x 140 W 5 200,00
EMB CS1 - 2 x 300 W 9 900,00
EMB CS2 - 2 x 400 W 15 500,00
YAMAHA PC 2002 - 2 x 240 W 11 500,00
CELESTION CMA 350 - 2 x 175 W 5 145,00
CREST POWERLINE 300 - 2 x 250 W 9 300,00
CREST POWERLINE 400 - 2 x 320 W 11 000,00

MAGNÉTOPHONES - K7

REVOX B 77 - 9,5/19 cm - MAG BANDE 12 800,00
TEAC 32 - 19/38 cm - MAG BANDE 15 300,00
DUAL CC 1211 - LECTEUR K7 DOLBY 780,00
TEAC V210C - Lecteur K7 Dolby B + C 1 200,00



ENCEINTES

ADC LS 160 - 3 voies - FLY - 160 W 2 190,00
ADC LS 300 - 3 voies - FLY - 300 W 3 590,00
KOLOSS 353 V - 3 voies - FLY - 350 W 5 900,00
KOLOSS COMPACT - 3 voies - FLY - 6 HP - 500 W 8 500,00
JBL - CONTROL-ONE - 2 voies - 120 W 1 199,00
JBL - G 733 - SERIE PERFORMANCE 7 022,00
JBL - G 734 - SERIE PERFORMANCE 5 880,00
EMB M 152 - 2 voies - 150 W 5 200,00
EMB M 403 - 3 voies - 400 W 12 400,00
REDSON - SM 250 - COMPACT 1 500,00
MARTIN CX 2 - 300 W 9 740,00
MARTIN B x 2 - Enceinte basse 9 990,00
CELESTION SR1 - 500 W 5 900,00
CELESTION SR2 - Basse - 1000 W 8 700,00

EQUALISEURS - EFFETS

ASHLY CL 52 - Limiteur compresseurs stéréo 5 990,00
ASHLY GQ231 - Equaliseur 2 x 31 bande 11 500,00
ASHLY équaliseur GQ 215 - 2 x 15 bandes 6 100,00
DYNACORD MDL 10 - Digital - Multi-effect 5 710
ADC SS100 - 2 x 10 bandes analyseur de spectre 1 590,00
ADC SS412X - 2 x 12 bandes analyseur de spectre + bruit rose 3 690,00
ADC SS525X - Auto-équaliseur, 4 mémoires, 2 x 12 bandes, bruit rose 6 990,00
IBANEZ DD 700 - Délai digital 2 650,00
IBANEZ DD 1000 - Délai digital, mémoires 4 450,00
YAMAHA SPX 90 - Multi-effet digital - 30 mémoires 8 900,00

MIXAGE

CHESLEY PRO M 9000 - 7 entrées, 4 sorties 9 850,00
FBT S6 - 6 entrées, 2 sorties 2 720,00
FBT S16 - 16 entrées, 2 sorties, écho 9 580,00
FBT 505 DE - 12 entrées, 2 sorties, écho - 2 x 250 W 13 080,00
FREEVOX DJ6 - 4 entrées, 2 sorties 19 740,00
FREEVOX DJ - Club - 8 entrées, 4 sorties 27 740,00
CHESLEY MK 10 - 4 entrées + équalizeur 1 390,00
CHESLEY MK 20 - 5 entrées + équalizeur 1 880,00
CHESLEY MK 30 - 6 entrées + équalizeur 2 980,00
AMIX RMC 53 - 5 voies - Stéréo - 3 voies microline 19 950,00
3xxx EM 2070 - 7 voies - 2 sorties 4 080,00
3xxx EM 2120 - 10 voies - 2 sorties - Electrostarts 6 500,00

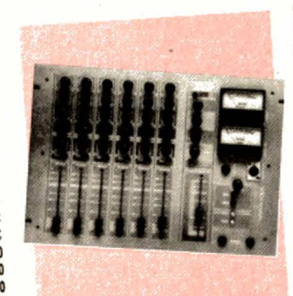
3xxx EM 2150 - 12 voies - 2 sorties - Electrostarts 11 290,00
3xxx EM 6003 - 6 entrées polyvalentes - 3 sorties - Electrostarts 14 490,00
YAMAHA EMX300 - Console 12 - 2 amplifiée - 2 x 250 W 18 000,00
SECK 6-2 - 6 entrées - 2 sorties 8 400,00
SECK 12-2 - 12 entrées - 2 sorties 12 400,00
TASCAM M208 - 8 entrées - 4 sorties 11 400,00
DYNACORD GIGANT IV - Console 8-2 - 2 x 200 W 19 000,00

DERNIÈRE MINUTE

Machine à fumée MARTIN Junior 900 .... 3 990,00
Laser américain, nouveaux effets 5 mW, GALAXY 15 800,00
— En démonstration —

CELLULES - MICROS ACCESSOIRES

SHURE DC40 - Livrée avec 2 diamants - DISCO 959,00
SHURE DC70 - Livrée avec 2 diamants - RADIO 1 160,00
AKG D 321 - New Micro 1 790,00
AKG D 310 - Micro 999,00
AKG D 330 BT - Micro 2 100,00
SHURE SC 35 L - Cellules 385,00
PICKERING XV15-150 DJ - Cellules 400,00
SHURE PRO 10LC - Micro .... NC
SHURE PRO 12LC - Micro .... NC
REDSON MD 86 - Micro 350,00
BONETTE - Micro 19,00
PIED + PERCHETTE 199,00
SUPPORT MICRO 30,00
VENTILATEUR 220 V 170,00



KOSS KC29 - Casque 345,00
KOSS SST5 - Casque 520,00
AKG K 240 - Casque 920,00

MICROS HF

FBT P 70 - Complet en valise 6 050,00
SAMSON SH1.58 + SR1 - Tête Shure SM 58 - Complet 9 190,00
TALCO P147 - Complet 6 590,00

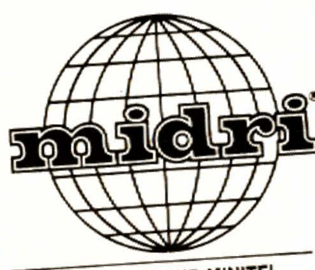
CATALOGUE MIDRI
SONO et ÉCLAIRAGE
+ DE 700 ARTICLES
(participation au port 20 F)

LUMIÈRES

BASSE TENSION - Version éco 80,00
BASSE TENSION - Model pro 123,00
FILTRE DE COULEUR - Pour basse tension 12,00
DISQUE MOTORISÉ - Pour basse tension 120,00
PROJECTEUR 500 W - Iode - C1500 400,00
PROJECTEUR 1000 W - Iode - CI1000 520,00
PROJECTEUR 300 W - Par 56 (avec lampe) 275,00
PROJECTEUR DE POURSUITE 1000 W - Éco CIP 1000 .... 1 710,00
PROJECTEUR - LUMIÈRE NOIRE - 400 W (avec lampe) 2 500,00
LAMPE 30 W - 6 V - (pour basse tension) 48,00
LAMPE 500 W - Iode (pour CI5000) 240,00
LAMPE 1000 W - Iode (pour CI 1000) 290,00
STARFLASH 120,00
LUMIÈRE NOIRE - Tube 0,60 m 75,00



LUMIÈRE NOIRE - Tube de 1,20 m 130,00
LUMIÈRE NOIRE - Lampe de 160 W, 220 V 206,00
RÉGLETTE - Pour tube de 0,60 ou 1,20 m 70,00
DISPATCHING - 10 voies, marche/arrêt 215,00
DISPATCHING - 10 voies, marche/arrêt + fugitif 440,00
PONT D'ÉCLAIRAGE - Longueur 6 m, hauteur 4,40 m 14 800,00
PIED LOURD - Hauteur 2 m 560,00
STROBOSCOPE ECO - 300 joules 575,00
RAYON BALADEUR 90° 250,00
PHARE DE POLICE - (avec lampe) 220,00
FUN LIGHT - Sound scanner 975,00
LITTLE START - 8 faisceaux plats (avec lampe) 6 200,00
LIGHT FLOWER - 100 faisceaux (avec lampe) 12 200,00
MINI FUTURA - Multitude de faisceaux (avec lampe) 21 000,00



PROMOTION SUR MINITEL
3615 - Code TRA * MIDRI

QUANTITÉ	DÉSIGNATION DU MATÉRIEL CHOISI	PRIX
	Total de ma commande	

NOM
Adresse
Tél. (...)
Code postal
Ci-joint : Chèque bancaire ☐ C.C.P. ☐ Mandat ☐ CR/REMB ☐
Crédit ☐ 20 % à la com., solde en ☐ 4☐ 12☐ 24 mois ☐ demande de catalogue général MIDRI (participation au port 20 F)

midri
Adr. 75, bld de Courcelles
75008 PARIS
Tél. : 47.66.23.72
Télex : 643282 F

Ouvert tous les jours
de 10 h à 13 h et
de 14 h à 19 h
sauf dimanche et
lundi matin

VENTAGLIO - Éventail de 5 faisceaux (avec lampe) 2 100,00
RAINBOW-DREAM - Soucoupe faisceaux plats (avec lampe 250 W iode) 6 850,00
ARAIGNÉE - 4 branches 785,00
ARAIGNÉE - 6 branches 1 110,00
LUNAR 6 X Boule double rotation pour 6 par 36 .... 2 850,00
ACTIBULL - Machine à bulles à air chaud 890,00
MACHINE A FUMÉE MARTIN MKII 4 400,00
MACHINE A FUMÉE MINIMIST 5 500,00
RAMPE MÉTAL - Avec étrier pour 3 par 38 270,00
RAMPE MÉTAL - Avec étrier pour 4 par 38 330
MATT-FLOWER - 65 rayons - Avec lampe 12 V - 100 W 4 750,00
SPACE-FLOWER - 100 rayons - Avec lampe 24 V - 250 W 9 000,00
TRI-SPACE - 150 rayons - Avec lampe 24 V - 250 W 11 550,00
SOUND-FLOWER - 100 Rayons - Avec lampe 6 450,00
COLOUR-WAVE - Avec télécommande et lampe - 8 miroirs asservis par la musique 10 200,00

E.T. - Projecteur à 2 faisceaux, plats couleur avec lampe 650,00

ÉLECTRONIQUE LUMIÈRE

3xxx CX4 - Modulateur séquenceur 4 x 1000 W 2 800,00
3xxx CX8 - Modulateur séquenceur 8 x 500 W 2 800,00
COLLYNS TC 8 BT - Clavier sensitif - 8 x 500 W 2 800,00
COLLYNS CPM4BT - Modulateur - 4 x 800 W 1 590,00
COLLYNS CPM8BT - Clignoteur - 4 x 450 W 1 690,00
COLLYNS COMPACT M4 - Règle polyvalente - 4 x 1000 W 4 100,00
COLLYNS COMPACT 58 - Clignoteur - 8 x 850 W 3 400,00
ARIANE PL4000 - 4 x 1200 W 1 400,00
ARIANE DS10C - Dispatching 10 voies câblées 1 100,00
ARIANE DM1500 - Graduateur 1500 W 570,00
ARIANE PL16 - Séquenceur 16 x 1000 W 6 400,00
PULSAR ZERO 3000 - 3 x 1200 W 2 470,00
PULSAR ZERO 4000 - 4 x 1200 W 3 400,00
PULSAR SUPERSTRODE - Stroboscope, 300 joules 1 170,00



Photos non contractuelles

SON ET LUMIÈRE

UN EVENEMENT A NE PAS MANQUER !



RADIO-PLANS NUMERO HORS-SERIE

Indépendamment de la réalisation d'une console de mixage 16 voies de grande classe, l'amateur d'électronique au service du son trouvera, dans ce numéro de 196 pages tout en quadrichromie, une mine de renseignements et de tours de mains. Tous les exemplaires de cette édition seront numérotés.

En vente uniquement par souscription.

(Réservé à la France métropolitaine et aux DOM-TOM).

Bon de commande (souscription)

Je désire recevoir dès sa parution, le ***14 janvier 1988,*** *le numéro hors série de* ***Radio-Plans.***

Je joins à ma commande la somme de 120 F (frais de port inclus) par :

☐ chèque bancaire

☐ chèque postal (sans N° de CCP)

libellé à l'ordre de **Radio-Plans**

Nom : .... Prénom : ....

Adresse : ....

.... Code Postal....................

Signature :

A retourner à **RADIO PLANS - 2 à 12, rue de Bellevue - 75940 PARIS Cedex 19**

FORMULAIRE D'ELECTRONIQUE

Divers D1 — ALPHABET GREC

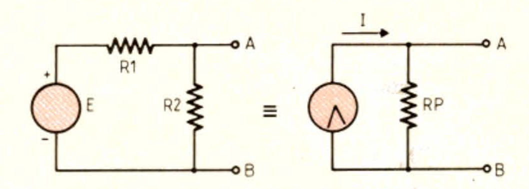
Majuscule	Minuscule	Appellation	Symboles
A	α	alpha	α : gain de courant d'un transistor en base commune, coefficient de température des résistances
B	β	bêta	β : gain de courant d'un transistor en émetteur commun
Γ	γ	gamma	γ : linéarité d'un tube cathodique
Δ	δ	delta	δ : densité de courant Δ : variation, différence
E	ε	epsilon	ε : constante diélectrique, permitivité
H	η	êta	η : rendement

Majuscule	Minuscule	Appellation	Symboles
Z	ζ	dzêta	
Θ	θ	thêta	θ : constante de temps, angle, température
I	ι	iota	
K	χ	kappa	
Λ	λ	lambda	λ : longueur d'onde
M	μ	mu	μ : perméabilité magnétique, coefficient d'amplification d'un tube, un millionième (10^{-6})
N	ν	nu	

Electricité E5 — THEOREME DE NORTON

THEOREME DE NORTON : **Un réseau complexe comprenant une ou plusieurs sources peut être remplacé par un circuit équivalent comprenant une source à courant constant et une résistance en parallèle.**
La **source à courant constant** donne un courant égal au courant en court-circuit du réseau complexe.
La **résistance en parallèle** a une valeur égale à celle vue de la sortie du circuit complexe lorsque la ou les sources internes sont remplacées par un ou des courts-circuits.

Méthode de calcul



a) Les bornes A et B de sortie étant en court-circuit, le courant est égal à :

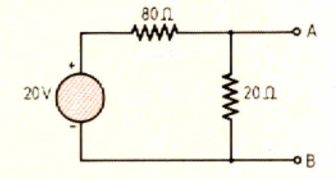
$$I = \frac{E}{R_1}$$

b) La source E étant remplacée par un court-circuit, la résistance vue entre A et B est :

$$R_p = \frac{R_1 \times R_2}{R_1 + R_2}$$

Applications numériques

1. Trouver l'équivalent de Norton du circuit électrique ci-dessous.



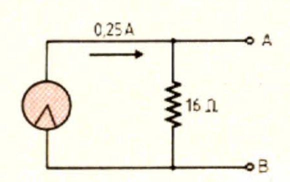
a) Les bornes A et B étant en court-circuit, le courant est donné par la loi d'Ohm

$$(I = \frac{U}{R}) : I = \frac{20}{80} = 0,25\ A$$

b) La source de 20 V étant remplacée par un court-circuit, la résistance vue entre A et B est :

$$R_p = \frac{20 \times 80}{20 + 80} = 16\ \Omega$$

c) Le schéma équivalent de Norton est alors :

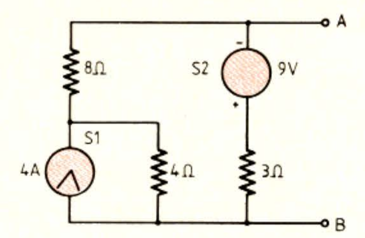


FORMULAIRE D'ELECTRONIQUE

Majuscule	Minuscule	Appellation	Symboles
Ξ	ξ	xi	
Π	π	pi	π : rapport circonférence/diamètre d'un cercle (3,1416)
P	ρ	rhô	ρ : résistivité
Σ	σ	sigma	Σ : somme série
T	τ	tau	τ : constante de temps, durée d'impulsion
Υ	υ	upsilon	
Φ	φ	phi	Φ : flux magnétique φ : angle de différence de phase (déphasage), diamètre d'un conducteur
X	χ	khi	
Ψ	ψ	psi	
Ω	ω	oméga	Ω : ohm, angle solide ω : pulsation (2 πF), vitesse angulaire

NOTES

2. Trouver l'équivalent de Norton du circuit ci-dessous comportant une source de courant (S_1) et une source de tension (S_2).

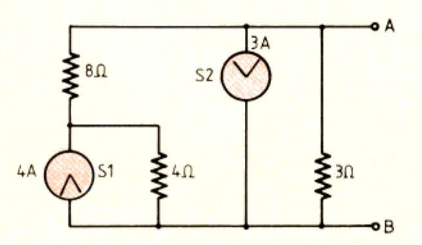


On convertit d'abord la source de tension (S_2) en source de courant :

a) En isolant l'ensemble 9 V, 3 Ω, et en court-circuitant les extrémités, le courant est de : 9/3 = 3 A.

b) En remplaçant la source de tension par un court-circuit, la résistance vue de ces extrémités est 3 Ω.

Le schéma équivalent intermédiaire est représenté ci-dessous :



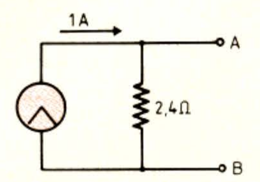
On remarque que, vu la polarité de la source de tension, le courant généré par la source équivalente est en opposition avec le courant de S_1.

L'ensemble est équivalent à une source de courant de :
4 A – 3 A = 1 A.

Quant au calcul de la résistance interne totale, puisqu'il s'agit de sources de courant (et non de sources de tension), ces générateurs (S_1 et S_2) sont remplacés par des circuits ouverts (et non par des courts-circuits). La résistance vue entre A et B se compose de 12 Ω (8 Ω et 4 Ω en série) en parallèle sur 3 Ω, soit :

$$\frac{12 \times 3}{12 + 3} = 2{,}4\ \Omega$$

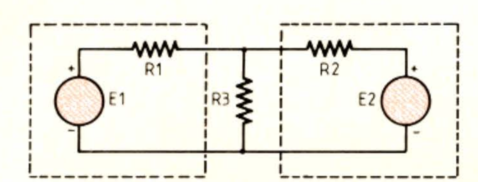
Le circuit équivalent de Norton est donné ci-après :



Electricité E6 — THEOREME DE SUPERPOSITION

THEOREME DE SUPERPOSITION : **Dans un réseau complexe, la tension aux bornes de deux points due, à l'action simultanée de plusieurs sources réparties est la somme des tensions partielles créées par les sources individuelles agissant seules.**
Dans un réseau complexe, le courant en un point dû à l'action simultanée de plusieurs sources réparties est la somme des courants partiels créés par les sources individuelles agissant seules.

Application



Dans le circuit ci-contre, la tension aux bornes de R_3 est égale à la somme de deux tensions.
1° Tension due à E_1 à travers un diviseur de tension constitué par R_1 et de l'ensemble R_2,R_3 en parallèle.
2° Tension due à E_2 à travers un diviseur de tension constitué par R_2 et de l'ensemble R_1,R_3 en parallèle.

Applications numériques

1. Dans le schéma ci-dessus, les valeurs sont les suivantes :

$E_1 = +20$ V $\quad R_1 = 2$ kΩ $\quad R_3 = 10$ kΩ
$E_2 = +12$ V $\quad R_2 = 3$ kΩ

Quelle est la valeur de la tension aux bornes de R_3 ?

L'ensemble R_2 (3 kΩ) en parallèle sur R_3 (10 kΩ) a pour valeur :

$$\frac{3\text{ k}\Omega \times 10\text{ k}\Omega}{3\text{ k}\Omega + 10\text{ k}\Omega} = 2{,}3\text{ k}\Omega$$

La tension partielle due à E_1 est égale à :

$$+20 \times \frac{2{,}3\text{ k}\Omega}{2\text{ k}\Omega + 2{,}3\text{ k}\Omega} = +10{,}70\text{ V}$$

L'ensemble R_1 (2 kΩ) en parallèle sur R_3 (10 kΩ) a pour valeur :

$$\frac{2\text{ k}\Omega \times 10\text{ k}\Omega}{2\text{ k}\Omega + 10\text{ k}\Omega} = 1{,}66\text{ k}\Omega$$

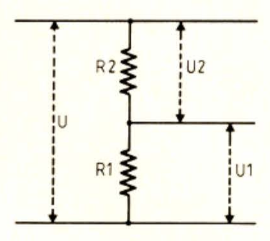
La tension partielle due à E_2 est égale à :

$$+12 \times \frac{1{,}66\text{ k}\Omega}{3\text{ k}\Omega + 1{,}66\text{ k}\Omega} = +4{,}27\text{ V}$$

La tension aux bornes de R_3 est donc :
+ 10,70 + 4,27 = 14,97 V.

Electricité E7 — DIVISEURS DE TENSION ET DE COURANT

DIVISEUR DE TENSION : **La tension U appliquée sur un diviseur de tension constitué de deux résistances en série se divise dans un rapport proportionnel aux valeurs des résistances.**

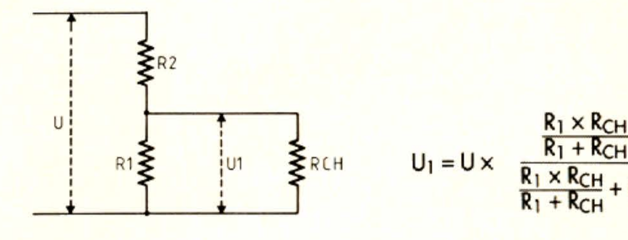


$$U_1 = U \times \frac{R_1}{R_1 + R_2} \qquad U_2 = U \times \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

Remarque

Dans le cas où le diviseur de tension est chargé par une résistance R_{CH} dont la valeur n'est pas très élevée par rapport à celle de R_1, il faut, dans les formules, remplacer R_1 par :

$$\frac{R_1 \times R_{CH}}{R_1 + R_{CH}}$$



$$U_1 = U \times \frac{\dfrac{R_1 \times R_{CH}}{R_1 + R_{CH}}}{\dfrac{R_1 \times R_{CH}}{R_1 + R_{CH}} + R_2}$$

Applications numériques

1. Le diviseur de tension est composé de $R_1 = 4{,}7$ kΩ et $R_2 = 33$ kΩ. La tension U appliquée est de 100 V. Quelle est la valeur de U_1 ?

$$U_1 = 100 \times \frac{4{,}7\text{ k}\Omega}{4{,}7\text{ k}\Omega + 33\text{ k}\Omega} = 12{,}46\text{ V}$$

2. Dans l'exemple précédent, que devient U_1 lorsque le diviseur est chargé par 10 kΩ ?

R_1 est remplacé par $\dfrac{4{,}7\text{ k}\Omega \times 10\text{ k}\Omega}{4{,}7\text{ k}\Omega + 10\text{ k}\Omega} \simeq 3{,}2$ kΩ

La nouvelle valeur de U_1 est :

$$100 \times \frac{3{,}2\text{ k}\Omega}{3{,}2\text{ k}\Omega + 33\text{ k}\Omega} \text{ soit } 8{,}84\text{ V}$$

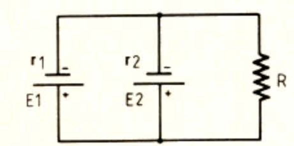
Remarque : Dans le cas où on inverserait la polarité de E_2, la tension aux bornes de R_3 deviendrait :

$+ 10,70 - 4,27 = 6,43$ V.

2. Deux piles disposées en parallèle débitent dans une résistance R de 0,96 Ω. Quelle est la valeur du courant dans cette résistance ?

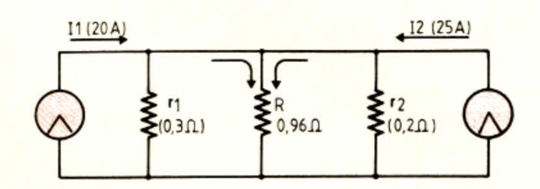
Les caractéristiques des piles sont les suivantes :

$E_1 = 6$ V $\quad r_1 = 0,3\ \Omega$
$E_2 = 5$ V $\quad r_2 = 0,2\ \Omega$



On peut utiliser la méthode donnée ci-dessus pour calculer la tension aux bornes de R et en déduire l'intensité.

On peut également transformer les sources en générateurs de courant (théorème de Norton) et additionner les courants partiels.



Le courant débité par chaque source se divise en deux :
- une partie traverse la résistance R ;
- l'autre partie passe à travers r_1 et r_2 en parallèle.

L'ensemble r_1,r_2 en parallèle a pour valeur :

$$\frac{0,3 \times 0,2}{0,3 + 0,2} = 0,12\ \Omega$$

Courant partiel dû à la source E_1 :

$$20 \times \frac{0,12}{0,12 + 0,96} = 2,22 \text{ A}$$

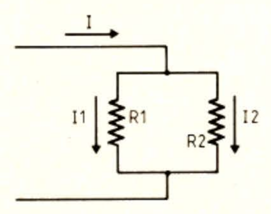
Courant partiel dû à la source E_2 :

$$25 \times \frac{0,12}{0,12 + 0,96} = 2,77 \text{ A}$$

Le courant total à travers R_1 est donc :

$2,22 + 2,77 \simeq 5$ A

DIVISEUR DE COURANT : **Le courant I envoyé sur un diviseur de courant constitué de deux résistances en parallèle se divise dans un rapport inversement proportionnel aux valeurs des résistances.**



$$I_1 = I \times \frac{R_2}{R_1 + R_2} \qquad I_2 = I \times \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

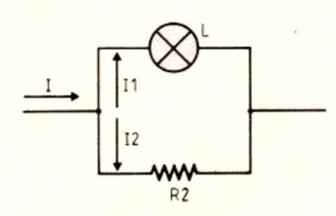
Applications numériques

1. Un courant de 4 A est appliqué à un diviseur de courant dont les résistances sont $R_1 = 50\ \Omega$ et $R_2 = 150\ \Omega$. Quelles sont les valeurs de I_1 et de I_2 ?

$$I_1 = 4 \times \frac{150}{50 + 150} = 3 \text{ A}$$

$$I_2 = 4 \times \frac{50}{50 + 150} = 1 \text{ A}$$

2. Dans le circuit ci-dessous, alimenté par un courant I_T de 1,5 A, nous voulons alimenter une lampe L de 12 Ω devant être traversée par 0,5 A. Quelle doit être la valeur de R_2 ? Cette résistance R_2 doit dériver un courant I_2 égal à $I_T - I_1$, soit $I_2 = 1$ A.



Pour le calcul de R_2, nous transformons la formule :

$$I_2 = I_T \times \frac{R_1}{R_1 + R_2},$$

ce qui donne :

$$R_2 = R_1 \left(\frac{I_T}{I_2} - 1 \right).$$

Valeur de R_2 :

$$12 \left(\frac{1,5}{1} - 1 \right) = 6\ \Omega$$



SPÉCIALISTE VIDÉO

8, rue Chateaudun
75009 PARIS
Tél. : 42 85 25 33 +
Téléx 210 311 F/185 code AUDIO 6
Métro Cadet - Nd de Lorette - Le Pelletier

TOUTES LES NOUVEAUTÉS - LES PLUS GRANDES MARQUES

TRAQUEZ LES PRIX !
MAIS NE VOUS FIEZ PAS
A "L'ÉTIQUETTE"

AVDIOSIX

AUDIO 6, Votre spécialiste, vous demande de COMPARER pour MIEUX ACHETER : et vous propose :

1° LE CHOIX : *"FAMEUX"*

MAGNÉTOSCOPES DE SALON : JVC - RADIOLA - PANASONIC - OCÉANIC : 12 modèles présentés.

TÉLÉVISEURS : SONY - RADIOLA - JVC - PANASONIC - OCÉANIC - FISHER : 20 modèles présentés

CAMESCOPES : LES 3 FORMATS en SÉCAM ou en PAL
JVC - Panasonic - Sony - Canon : 9 modèles présentés

AUDIO : SONY - PANASONIC - JVC : 50 modèles présentés

HIFI : SONY : 20 modèles présentés

PÉRIPHÉRIQUES : Transcodeurs, amplificateurs vidéo et audio, tables de montage ou d'effets spéciaux : 7 modèles présentés

ACCESSOIRES ET CORDONS : "Presque tous !"

Le moins cher n'est pas toujours celui qu'on croit...

2° LE SERVICE : *"DIFFICILE A CHIFFRER"*



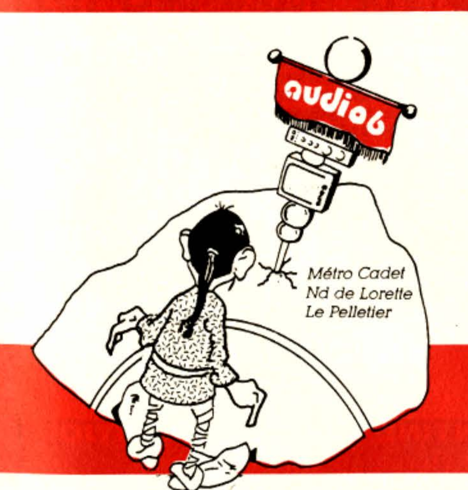
Et pourtant cette page entière ne suffirait pas à les énumérer.

QUELQUES EXEMPLES :

- Le conseil sur le choix des appareils testés par nos soins.
- Le renseignement qui manque pour arrêter son choix.
- Les divers câblages, connexions, réglages et comptabilité sur installation existante.
- LE MOYEN DE FINANCER VOTRE ACHAT DANS LES MEILLEURES CONDITIONS
- L'assistance technique et le SERVICE APRÈS VENTE
- L'explication nécessaire pour obtenir toute satisfaction de l'appareil acheté...

OUI ! LE "PAS CHER" revient souvent "TRÈS CHER"

3° LE DYNAMISME : *"SURTOUT !"*



- La recherche des nouveaux produits. Leur sélection. L'information et les explications en AVANT PREMIÈRE

... INTÉRESSANT !

- Les RISTOURNES ACCORDÉES en cas de paiement COMPTANT. LES REMISES IMPORTANTES quand on achète "EN GROS" ou "EMPORTÉ". Les PROMOTIONS MENSUELLES sur des produits Nouveaux et de Grande Marque.

... ATTRACTIF !

EN UN MOT : LA COMPÉTENCE, l'EXPÉRIENCE, LE SAVOIR FAIRE.

C'est ÇA, LA VRAIE CONCURRENCE !

ALORS, SI LE PROFIL DE NOTRE MAGASIN CORRESPOND A L'IDÉE QUE VOUS VOUS FAITES DU MEILLEUR PRIX VENEZ NOUS VOIR, VOUS NE SEREZ PAS DÉÇU !

VENTE EXPORTATION : Tous les Standards
Expéditions dans le Monde ENTIER
DÉTAXE EXPORT - Tél. 16.(1) 42 85 25 33

CRÉDITS CREG - CETELEM

Distributeur CANAL +

Heures d'OUVERTURE : le lundi 14 h à 19 h - du mardi au samedi inclus de 10 h à 19 h.

L'ELECTRONIQUE AUX EXAMENS

ENONCE

On considère le montage potentiométrique de la figure : aux bornes de la tension courante u_o, on branche une résistance fixe r ; les sorties du potentiomètre sont connectées aux extrémités d'une partie r' = ar de cette résistance r (a est compris entre 0 et 1) (fig. 1).

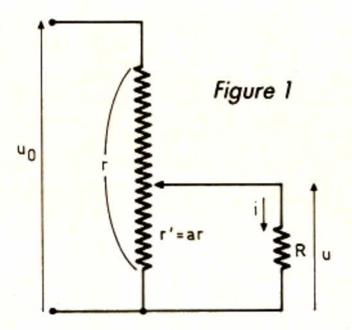


Figure 1

1° Par le théorème de Thévenin, calculer l'intensité i du courant qui passe dans la charge R, en fonction de a, u_o, r et R. En déduire la tension u aux bornes de la résistance de charge R.

2° On appelle « b » le rapport u/u_o (également compris entre 0 et 1) de la tension aux bornes de la charge à la tension appliquée aux bornes de l'ensemble. Calculer b en fonction de a, r, R, puis en fonction de a et x en posant x = R/r.

3° Etudier sommairement la famille des courbes b = f(a) dépendant du paramètre x, ce dernier ayant une valeur comprise entre zéro et l'infini, et en donner une représentation graphique.
A quelle condition aurait-on b = a, c'est-à-dire à quelle condition le potentiomètre donnerait-il une réponse en tension linéaire ?

4° Le défaut de linéarité « d » est défini par $d = 1 - \frac{b}{a}$ fonction de a. Pour quelle valeur de a la fonction d est-elle maximale ?
Quelle est en fonction de x la valeur d_m de ce défaut de linéarité maximal ?

(Problème proposé par P. Mory)

SOLUTION

1° On calcule les caractéristiques du générateur de Thévenin équivalent puis le courant dans la charge et enfin la tension aux bornes de cette charge :

$$E_{Th} = u_o \frac{a\,r}{r} = a\,u_o \qquad \rho_{Th} = (r - r')//r' = \frac{a\,r\,(r - a\,r)}{r} = a\,r\,(1 - a)$$

$$i = \frac{a\,u_o}{a\,r\,(1 - a) + R} \qquad u = R\,i = \frac{a\,R\,u_o}{a\,r\,(1 - a) + R}$$

$$u = \frac{a\,R\,u_o}{a\,r\,(1 - a) + R}$$

2°

$$b = \frac{u}{u_o} = \frac{a\,R}{a\,r\,(1 - a) + R} = \frac{a\,x}{a\,(1 - a) + x}$$

$$b = \frac{a\,x}{a\,(1 - a) + x}$$

3° b = a lorsque x tend vers l'infini, c'est-à-dire lorsque la résistance de charge R est très grande. On a alors en effet :

$$\frac{a}{\frac{a}{x}(1 - a) + 1}$$ qui tend vers a quand x tend vers l'infini.

Aux limites de l'intervalle de variation $a \in [0, 1]$, on a :
- pour a = 0, b = 0
- pour a = 1, b = 1.

La dérivée :

$$\frac{db}{da} = \frac{[a\,(1 - a) + x]\,x - a\,x\,(1 - 2\,a)}{D^2} = \frac{a\,x\,(1 - a - 1 + 2\,a) + x^2}{D^2}$$

$$= \frac{x^2 + a^2 x}{D^2}$$ est toujours positive et la fonction croissante

Pour a = 0, $\frac{db}{da} = 1$

la courbe est tangente à la première bissectrice (qui fait partie de la famille, obtenue lorsque le paramètre x est infini).

Pour a = 1, $\frac{db}{da} = \frac{x\,(x + 1)}{x^2} = \frac{x + 1}{x}$

La famille de courbes est toujours en dessous de la première bissectrice, car b < a. Comparons en effet b et a :

$$\frac{a\,x}{a\,(1 - a) + x} \text{ et } a \qquad \frac{a\,x \text{ et } a^2 (1 - a) + a\,x}{0 \text{ et } a^2 (1 - a)}$$

$a^2 (1 - a) > 0 \rightarrow a > b$.

Calculons $\frac{b}{a}$:

$$\frac{b}{a} = \frac{1}{1 + \frac{a(1-a)}{x}} = \frac{x}{x + a(1-a)}$$

$$\frac{d(b/a)}{da} = \frac{-x(1-2a)}{D^2}$$ s'annule pour $a = \frac{1}{2}$:

la pente de la droite qui joint l'origine à un point de la courbe est maximale pour $a = \frac{1}{2}$. L'ordonnée correspondante est :

$b = \frac{2x}{4x+1}$, fonction croissante de x.

Donc quand x diminue, l'ordonnée b du point d'abscisse $a = \frac{1}{2}$ décroît : la courbe s'éloigne de la première bissectrice (voir fig. 2).

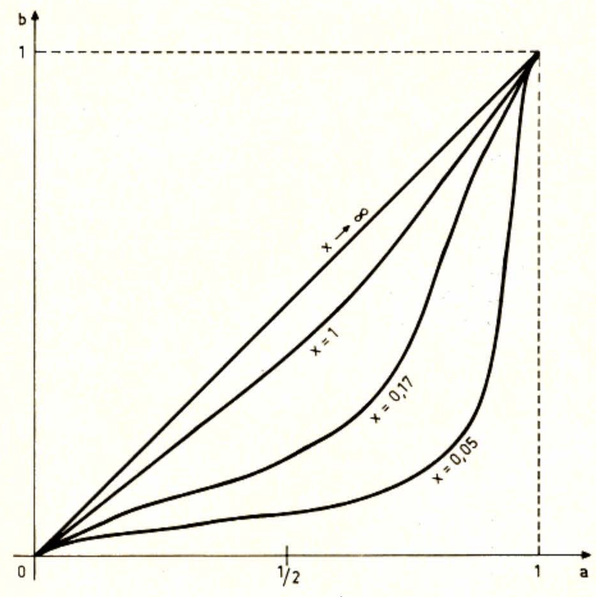


Figure 2

4°

$$d = 1 - \frac{b}{a} = \frac{x + a(1-a) - x}{x + a(1-a)} = \frac{a(1-a)}{x + a(1-a)}$$

$$\frac{dd}{da} = \frac{[x + a(1-a)](1-2a) - a(1-a)(1-2a)}{D^2} = \frac{x(1-2a)}{D^2}$$

Cette dérivée est nulle pour $a = \frac{1}{2}$.

Le défaut de linéarité est donc maximal pour $a = \frac{1}{2}$ et vaut :

$$d_{max} = \frac{\frac{1}{4}}{x + \frac{1}{4}} = \frac{1}{4x+1}$$

$$\boxed{d_{max} = \frac{1}{4x+1}}$$

Notre courrier technique

par R.A. RAFFIN

Afin de nous permettre de répondre plus rapidement aux très nombreuses lettres que nous recevons, nous demandons à nos lecteurs de bien vouloir suivre ces quelques conseils :

• Le courrier des lecteurs est un service gratuit, pour tout renseignement concernant les articles publiés dans LE HAUT-PARLEUR. NE JAMAIS ENVOYER D'ARGENT. Si votre question ne concerne pas un article paru dans la revue et demande des recherches importantes, votre lettre sera transmise à notre laboratoire d'étude qui vous fera parvenir un devis.

• Le courrier des lecteurs publié dans la revue est une sélection de lettres, en fonction de l'intérêt général des questions posées. Beaucoup de réponses sont faites directement. Nous vous demandons donc de toujours joindre à votre lettre une enveloppe convenablement affranchie et self adressée.

• Priorité est donnée aux lecteurs abonnés qui joindront leur bande adresse. Un délai de UN MOIS est généralement nécessaire pour obtenir une réponse de nos collaborateurs.

• Afin de faciliter la ventilation du courrier, lorsque vos questions concernent des articles différents, utilisez des feuilles séparées pour chaque article, en prenant bien soin d'inscrire vos nom et adresse sur chaque feuillet, et en indiquant les références exactes de chaque article (titre, numéro, page).

• Aucun renseignement n'est fourni par téléphone.

RR – 08.06 : M. Manuel PERRIN, 48 MENDE :
1° recherche le schéma d'un pH-mètre numérique ;
2° utilise une antenne TV dans son grenier, sous le toit, et obtient des images « neigeuses »... un préamplificateur d'antenne n'apportant qu'une amélioration insignifiante.

1° Nous pensons que le montage de pH-mètre numérique décrit dans notre revue Electronique Applications *n° 37, page 27, conviendrait parfaitement pour l'usage auquel vous le destinez.*
2° Il est évident que si l'antenne TV est mal dégagée, ne recueille qu'un faible signal avec beaucoup de souffle, un préamplificateur ne peut pas apporter beaucoup d'amélioration.

La solution consiste donc à mettre votre antenne ***sur le toit,*** *en haut d'un mât suffisamment long pour bien dégager l'antenne, tout en conservant votre préamplificateur, bien entendu.*

RR – 08.08-F : M. Alain SAVINEL, 77 MEAUX, nous demande les caractéristiques et les brochages du circuit intégré 4042 et de l'amplificateur opérationnel 2N 2060.

1° Le circuit intégré 4042 est un quadruple verrou D : Verrou 4 bits comprenant quatre entrées de données (D_0 à D_3), quatre sorties de verrou buffériséees (O_0 à O_3), quatre sorties de verrou complémentaires bufférisées ($\overline{O_0}$ à $\overline{O_3}$) et deux entrées de validation communes (E_0 à E_1). V_{DD} = 5 à 15 V max.
Applications : mémoire tampon ; registre de maintien.
2° Quant aux 2N 2060, il ne s'agit pas d'un ampli-op, mais d'un double transistor NPN silicium : PC = 500 mW ; Ft = 60 MHz ; Vcb = 100 V ; Vce = 60 V ; Veb = 7 V ; Ic = 500 mA ; β = 50 pour Ie = 1 mA et Vcb = 5 V (toutes caractéristiques maximales).
Brochages : voir figure RR-08.08.

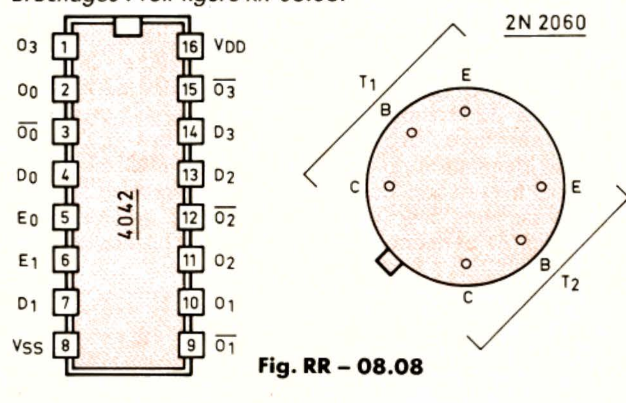


Fig. RR – 08.08

RR – 08.07 : M. Marcel BROSSIER, 34 BEZIERS :
1° nous fait part du bon fonctionnement d'un fréquencemètre qu'il vient de construire et nous demande un renseignement complémentaire ;
2° voudrait connaître l'astuce permettant d'utiliser un moteur triphasé sur une ligne monophasée.

1° Nous sommes heureux d'apprendre que votre fréquencemètre fonctionne...
Néanmoins, vous auriez dû nous rappeler de quel montage il s'agissait, ou nous indiquer la référence de notre dernier courrier (si vous nous avez déjà écrit à ce sujet).
Dans tout montage de fréquencemètre, quel qu'il soit, il faut effectivement appliquer une certaine amplitude à l'entrée. Si elle est trop forte, elle doit en principe être limitée, écrêtée, par des diodes en tête-bêche prévues à l'entrée. Au

contraire, si elle est trop faible, cela peut se traduire par une mesure erronée ou une instabilité dans l'affichage.
2° On peut faire « tourner » un moteur triphasé sur un courant monophasé en appliquant les deux fils à deux bornes du moteur ; la troisième borne est alimentée à partir de l'une des deux premières par l'intermédiaire d'un gros condensateur au papier de 4 à 6 µF. Certes, dans ce cas, le moteur « tourne », mais il perd les 3/4 de sa puissance par rapport à son alimentation normale en triphasé... et il n'y a pas d'autre solution !

RR – 08.11-F : M. Lucien GUIBERT, 75009 PARIS, nous demande :
1° les caractéristiques et le brochage du circuit intégré SN 76514 L ;
2° à quoi sert le condensateur en série dans l'alimentation de l'un des tubes fluorescents dans un luminaire qui en comporte deux, ainsi que le rôle des starters (schéma joint à la lettre).

1° Le circuit intégré SN 76514 L est un mélangeur équilibré pour HF ou IF ; Vcc = 12 V ; isolation = 30 dB ; gain de conversion = 14 dB. Boîtier rond TO 100 à 10 pattes ; voir figure RR-08.11 (représentation en vue de dessous).
2° Dans le montage dit « duo » reproduit sur votre lettre, l'intérêt réside précisément dans le condensateur C qui apporte un **déphasage** *dans l'alimentation du tube concerné, déphasage par rapport à l'autre tube.*

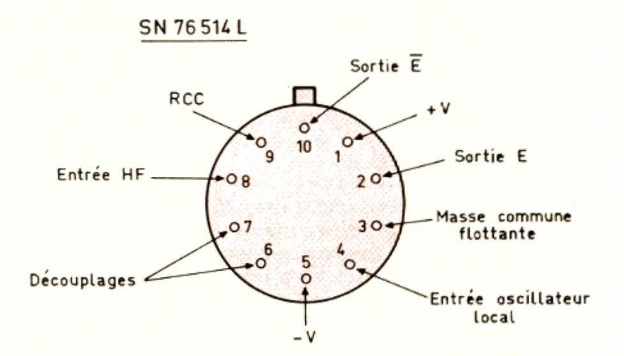


Fig. RR – 08.11

Avec un **seul** *tube fluorescent, on a toujours un certain scintillement de lumière (50 Hz). Avec deux tubes ainsi connectés et grâce au déphasage, l'un compense l'autre et le scintillement tend à disparaître ou, en tout cas, est fortement réduit.*
Un starter est un interrupteur normalement fermé pour assurer l'alimentation des filaments du tube. En chauffant, le starter s'ouvre, le tube s'amorce et les filaments ne sont plus alimentés.

RR – 08.12 : M. Frédéric VIVIEN, 41 BLOIS, nous demande :
1° des renseignements pour la synchronisation entre un magnétophone et un projecteur muet ;
2° comment amener à 4 Ω l'impédance d'enceintes acoustiques faisant 8 Ω.

1° Si vos enregistrements ont été effectués sans synchronisme au départ, le problème devient, en effet, bien difficile, sinon insoluble. Il faudrait que votre bande magnétique sonore comporte une piste ***libre*** *pour pouvoir y inscrire les tops de synchronisation ; c'est le minimum ! Généralement, on utilise une bande stéréo et un lecteur stéréo... que l'on emploie évidemment en mono : sur une voie, on enregistre le son ; sur l'autre voie, on enregistre les tops de synchro qui commandent le moteur du projecteur.*
Nous précisons bien que c'est le magnétophone qui commande le projecteur, et non pas l'inverse !
Des dispositifs synchronisateurs « projecteur muet et magnétophone » ont été décrits dans nos revues suivantes :
– Radio-Plans *n° 271, 318, 335 et 372.*
– Electronique Applications *n° 7 (p. 129)*
2° Il n'y a malheureusement aucune solution ***élégante*** *pour ramener à 4 Ω l'impédance de 8 Ω de vos enceintes.*
Certes, on pourrait envisager de monter une grosse résistance bobinée de 8 Ω en parallèle sur chaque enceinte. Ainsi, 8 Ω en shunt avec 8 Ω, cela ferait bien 4 Ω, et les sorties de votre amplificateur seraient normalement chargées... Mais hélas, dans ce cas, la moitié de la puissance de sortie de chaque voie de l'amplificateur est perdue, dissipée en chaleur, dans les résistances de 8 Ω.
Les filtres prévus dans vos enceintes sont destinés à canaliser sur chaque haut-parleur la gamme de fréquences qui lui est destinée et qu'il est capable de reproduire correctement. Notez que ces filtres, eux aussi, sont établis pour 8 Ω.

RR – 08.13 : M. Gilles MELEY, 63 RIOM, nous entretient du montage décrit dans notre numéro 1709, page 136 (montre digitale pour voiture), au schéma duquel il ne comprend pas grand-chose, compte tenu de nombreuses anomalies relevées !

Pour reprendre les anomalies que vous nous faites remarquer, nous pouvons cependant vous indiquer que :
R_1 (page 138) se rapporte au schéma de la figure 7.
R_1 de la nomenclature se rapporte à la figure 1c.
R_2 de la nomenclature se rapporte à la figure 1c.
R_2 (page 138) se rapporte au schéma de la figure 7.
R_4, R_5 (fig. 7) correspondent à R_5, R_6 (fig. 1a) ; valeurs données dans la nomenclature.
R_{34} est bien indiquée dans la nomenclature (360 Ω).
Figure 6 : les diodes D_1, D_2 sont effectivement représentées à l'envers.
Quant aux points A, B, C, D de la figure 6, ils sont évidemment à relier aux points de même lettre de la figure 7. Reste le point G de la figure 6... Cela semble être le raccordement à la carte d'affichage pour le « point » entre heures et minutes.
Cela dit avec les plus extrêmes réserves d'usage... d'après ce que nous avons pu reconstituer ; vous devriez écrire à l'auteur personnellement.

RR – 09.01 : M. Dominique SEVE, 09 FOIX, nous demande :
1° les caractéristiques à prévoir pour l'enroulement HF d'un transformateur d'alimentation pour un radiorécepteur à lampes qu'il souhaite remettre en état ;
2° pourquoi nous ne publions plus (comme autrefois) des schémas de petits radiorécepteurs simples réalisables par l'amateur.

1° A priori, d'après les lampes utilisées (et notamment la valve redresseuse EZ 80), l'enroulement HT du transformateur d'alimentation devrait délivrer 2 × 275 V et 90 mA... caractéristiques d'ailleurs classiques à l'époque des radiorécepteurs à lampes.
2° Effectivement, il y a quelques dizaines d'années, nous décrivions régulièrement et même fréquemment des montages simples de radiorécepteurs... Mais ces numéros sont maintenant épuisés.
Par ailleurs, présentement, nous ne publions plus de tels montages qui n'intéresseraient plus personne ! En fait, on trouve des petits récepteurs simples dits « de poche » pour moins de 100 F, ce qui n'encourage vraiment pas à les construire soi-même (lesquels reviendraient, à l'unité, au moins trois fois plus chers !), à condition encore de pouvoir se procurer tous les composants nécessaires (bobinages, coffret, etc.).

RR – 08.14-F : M. Bernard PELADE, 87 LIMOGES, souhaite prendre connaissance des caractéristiques et des brochages des circuits intégrés NE 538, NE 5532, NE 5539 et NE 5592.

Voici les renseignements demandés :
NE 538 : *Amplificateur opérationnel ; Vcc = ± 18 V max ;*

>>>>>>YAKECEM<<<<<<

YAKECEM MONTREUIL

118, rue de Paris · 93100 MONTREUIL
Minitel : 16 (1) 42.87.33.06
Du lundi au samedi de 9 h à 12 h et de 14 h à 19 h
Magasin détail fermé le mardi. Grossistes sur RDV
(PÉRIPHÉRIQUE - SORTIE PORTE DE MONTREUIL à 800 M)
Métro Robespierre - TELEX : 232-503 F

PERMANENCE
téléphonique de 9 h 30 à 12 h et de 14 h à 17 h 30 exclusivement
☎ 16 (1) 42.87.75.41
Pour toute demande de renseignements, joindre une enveloppe timbrée

POUR ENREGISTRER CANAL +
sans passer par votre téléviseur
• Platine FI - Tuner VHF livrés avec modules pré-câblé et schéma (port 35F) ... **230F**

*même module avec tuner UHF + clavier 8 touches : **310 F - Ensemble démodulation UHF** + VHF sortie vidéo composite + son avec clavier 8 touches : **390 F** **(Matériel vendu en kit complet avec schéma)***

PÉRIPHÉRIQUES NEUFS AMSTRAD, SINCLAIR, ORIC, MATRA à moitié PRIX ! *Liste contre enveloppe timbrée ou sur Minitel.*
Joindre le règlement intégral à la commande augmenté des frais de port à l'attention du service expédition (se reporter à chaque article). (CCP, chèque bancaire, mandats)

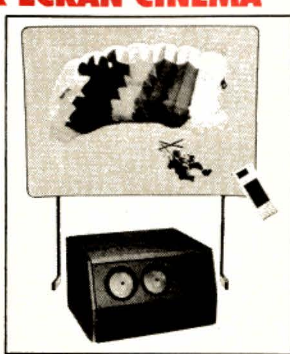
LA TÉLÉVISION SUR ÉCRAN CINÉMA

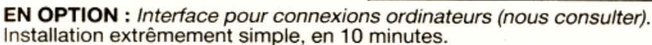
Téléprojecteur ITT/S.E.L. permet la projection sur écran de 2 m (diagonale) des programmes TV-Vidéo.

Tristandards : PAL B et G/Secam B-L-G/NTSC - 4,43 MHz (par la vidéo).

Son stéréo : 30 watts ou réception deux canaux bi-langage (émissions satellites) - Prise Péritel - Antiope et télétexte.
99 canaux, **télécommande infrarouge.**

Distance entre l'appareil et l'écran : 244 cm.
Finition du projecteur en noyer véritable.
Dim. de l'écran : L 165 × H 185 × P 40 cm (support inclus).
Dim. écran seul : L 165 × H 122 cm.
Dim. du projecteur : L 70 × H 46 × P 58 cm.
Poids : 50 kg.





EN OPTION : *Interface pour connexions ordinateurs (nous consulter).*
Installation extrêmement simple, en 10 minutes.
Image très lumineuse même en plein jour
Matériel neuf emballé d'origine. Prix : ~~27000 F~~ **14990F TTC**
Expéditions toutes destinations en port dû. **11242,50F HT**
(Par quantité, nous consulter)
Paiement par chèque certifié, espèces, carte bleue ou crédit Cetelem.
(20 % à la commande. Solde en 24 mensualités de 634,70 F. Assurances comprises. TEG 18,28 %. Coût du crédit 3232,80 F).
Documentation contre 5 F en timbres.
Location courte ou longue durée sur région parisienne, nous consulter.
RECHERCHONS DISTRIBUTEURS

CONVECTEURS MURAUX
(Haut de gamme)

TRES GRANDE MARQUE. Extras plats. Frontaux. Thermostat. Classe II (spécial salle de bain)
Dim. : 440 x 470 x 85
— 500 W .... **190F** — 1000 W **240F**
— 750 W .... **220F** — 1250 W **260F**
Dim. : 440 x 720 x 85
— 1500 W .... **290F** — 1750 W **320F**
— 2000 W **340F**
(Expéditions en port dû)
Par quantité nous consulter

CAISSES ENREGISTREUSES ELECTRONIQUES



Modèle n° 1. 2 départements, 2 modes de règlement fond de caisse, sortie caisse, paiement mixte, rendu monnaie, date automatique, pourcentage + ou − tiroir caisse
Valeur ~~3200 F~~ .... Vendu : **2200F** (port dû)

SOLDES INFORMATIQUES

TRES GRANDE MARQUE JAPONAISE de renommée internationale !

ORDINATEURS

Fournis complet avec unité centrale. Clavier AZERTY. Ecran haute résolution graphique.

① **YAK-10** Z 80 - CP/M 2.2 - 192 Ko internes. 2 floppy 5 1/4
PRIX ~~7000F~~ .... **1990F TTC (port dû)**
EN OPTION POUR YAK-10 : Carte émulation Minitel .... **650F (port 50 F)**
② **YAK-11 / PC** 8088. 256 Ko interne. DOS 2.11.
2 floppy 3 1/2. **PRIX** ~~9000F~~ .... **2990F TTC (port dû)**
EN OPTION POUR YAK-11 GW Basic .... **300F (port 50 F)**
③ Ensemble traitement de texte complet comprenant :
1 **YAK-10** + 1 imprimante EPSON 132 colonnes + manuel,
le tout neuf et emballé .... **3490F TTC (port dû)**

ORDINATEURS PORTABLES (Matériel neuf - Retour expo déballé).

A EPSON PX-4
Ecran à cristaux liquides 8 x 40. 64 Ko internes. Basic 5.2. CP/M 2.2.
PRIX ~~5500F~~ .... **1590F (port dû)**

B EPSON PX-8
Ecran à cristaux liquides 8 x 80. 64 Ko internes.
Micro K7 incorporé. Basic 5.2. CP/M 2.2.
Manuel et 1 logiciel.
PRIX ~~6000F~~ .... **1990F (port dû)**

C EPSON HX-20
Ecran à cristaux liquides 4 x 20. 16 Ko internes 8 bits avec lecteur micro K7 et imprimante basic 5.2 (très nombreuses applications : saisies de commandes et états de stocks, gestion des horaires variables avec son horloge intégrée). PRIX 8000F .... **3990F port dû)**

IMPRIMANTES

— MATRA Seikosha 32 col. - Série - 60 cps .... **390F** (port 50 F)
— EPSON P-80 - 80 col. 45 cps série ou parallèle (Accus et secteur 220 V) .... **590F** (port 50 F)
— OLIVETTI - 80 col. 100 cps parallèle .... **890F** (port dû)
— EPSON-LX 90 - 80 col. 120 cps compatible (IBM, Commodore, Apple, Amstrad au choix) .... **1590F** (port dû)
— EPSON-RV 90 - 80/132 col. marguerite très haut de gamme, qualité courrier .... **1290F** (port dû)
— EPSON-FX 100 - 132 col. 160 cps .... **3390F** (port dû)
— EPSON-LQ 1500 - 132 col. 200 cps 24 aiguilles .... **4590F** (port dû)

MACHINES A ECRIRE ÉLECTRONIQUES

Portable : 10 cps - mémoire 20 caractères, souligné et centrage automatique.
Dim. 408 x 343 x 120.
Prix : ~~3900F~~ .... **1990F** (port dû)
Option Série ou parallèle **250F**
Bureau : 13 cps - mémoire 1000 caractères - souligné et centrage automatique.
Dim. 450 x 355 x 152.
Prix : ~~5500F~~ .... **2750F** (port dû)
GRANDES MARQUES

MAGNETOSCOPES

• **N° 1 :** Magnétoscope VHS/SECAM **JVC** Réf. 8933. Arrêt sur image. Recherche rapide Avant/Arrière, touches douces.
8 programmes sur 14 jours.
Prix .... **2190F** (port dû)
(Matériels deuxième main parfait état de marche garantis déballés, légers défauts d'aspect.)

MONITEURS INFORMATIQUES

COMPOSITES ET TTL 220 V - NEUF - Emballage d'origine - Très grande marque
— 32 cm .... **590F** (port dû)
— Compatible IBM/Hercule .... **790F** (port dû)

MINITEL MATRA TTE A 315.

• Clavier à touches électroniques,
• Composition automatique des numéros,
• Connexion Péritel - Fiche connexion au réseau Antiope.
Prix .... **1290F** (port dû)

FLOPPY

Lecteur de disquettes 720 Ko, Slim Line 5 1/4 96 TPI double face (Amstrad CPC 464, 664, 6128 et ATARI) .... **490F** (port : 50 F)
TRES GRANDES MARQUES
Floppy 360 Ko DF/DD 5 1/4 Compatible IBM./XT
Prix .... **690F** (port dû)
Floppy Epson 5 1/4 - 1,2 Méga compatible XT-AT.
Prix .... **890F** (port : 50 F)
Lecteur de disquettes Epson 3 1/2 - 360 Ko - SF, simple face
Prix .... **390F** (port : 50 F)
Floppy **TOSHIBA** 3 1/2, 720 Ko, compatible PC, double face
Prix : ~~1400 F~~ .... **700F** (port : 50 F)

K7 vidéo **VHS** 180 mn neuves enregistrées. Fuji ou JVC. Vendues pour réenregistrement.
Les 10 .... **330F** (port 50 F)
Par 50 .... **1550F** (port dû)

Modems **SEMATRANS** 300/12600 bauds.
Vendu en 2e main, la paire .... **395F** (port dû)

Ordinateur **Olivetti/Logabax** comprenant double lecteur de disquettes 5 1/4 360 Ko (microprocesseur Z 80/CPM), alimentation ventilée 220 V, sortie parallèle DD, neuf, sans clavier ni écran. Fourni avec logiciel d'exploitation CPM et Basic.
Prix : ~~4000 F~~ .... **990F** (port dû)
(Possibilité de démontage des floppy pour adaptation sur Amstrad).

MATERIEL MATRA

- BASIC 32 Ko - Prise PERITEL - Clavier AZERTY - 9 couleurs - Interfaces RS-232 - Fourni avec guide d'initiation. ②
Prix : ~~1300F~~ (port 50 F) **290F**

Valise comprenant :
③ Un ordinateur MATRA 32 Ko + 1 magnéto K7 « Spécial Informatique » 1 guide d'instructions 1 guide d'initiation + 4 K7 (de programmes ou de jeux) + câble PERITEL + cordons de liaison



Prix : ~~2000F~~ (port dû) **490F**

④ **Haut de gamme** - BASIC 56 Ko - 9 couleurs - Clavier mécanique AZERTY - Interface RS-232 Prise PERITEL - Incrustation vidéo
(Pour intégrer ses propres créations dans toutes images TÉLÉ)
Fourni avec 1 guide d'instruction - 1 guide d'initiation basic
Prix : ~~2500F~~ (port 50 F) **650F**

EN OPTION pour les Matra 56 Ko.
Logiciel incrustation vidéo ..... **180F** (port : 20 F)

Valise haut de gamme comprenant :
⑤ Un ordinateur MATRA 56 Ko + 1 magnéto K7 « Spécial Informatique » 1 guide d'instructions 1 guide d'initiation + 4 K7 (de programmes ou de jeux).
Prix : ~~3500F~~ (port dû) **850F**

Logiciels Matra : **80F** pièce **(port : 20 F).**
Les 5 : **350F (port : 35 F).**

ENSEMBLES MATRA EN PROMOTION

Ⓐ MATRA 32 Ko + imprimante .... **540F** (port dû)
Ⓓ VALISE 32 Ko + moniteur ambre .... **850F** (port dû)
Ⓔ VALISE 32 Ko + moniteur ambre + imprimante + livre « Astuces » .... **1100F** (port dû)
Ⓕ MATRA 56 Ko + imprimante .... **890F** (port dû)
Ⓖ MATRA 56 Ko + moniteur ambre .... **1090F** (port dû)
Ⓗ MATRA 56 Ko + moniteur ambre + imprimante + livre « Astuces » .... **1250F** (port dû)
Ⓘ VALISE haut de gamme 56 Ko + moniteur ambre .... **1300F** (port dû)
Ⓙ VALISE haut de gamme 56 Ko + moniteur ambre + imprimante . **1600F** (port dû)

TÉLÉPHONES

Affichage à quartz du numéro - Composition automatique - Clavier numérique - Attente musicale - Mémorisation - Complet avec prise téléphone.
A réviser pannes éventuelles

Prix (pièce)	100 F	(port 50 F)
Par 5	90 F	(port dû)
Par 10	80 F	(port dû)
Par 50 et +	70 F	(port dû)

ENSEMBLE DE DÉMODULATION DES CHAINES UHF

(pour moniteurs vidéo, magnétoscopes portables, chaînes HiFi, etc.)
SORTIE VIDEO COMPOSITE + SON
Tuner UHF (Varicap) + platine FI 39,2 MHz (neuf).
Livré avec schéma de raccordement, sortie image vidéo.
Prix .... **230 F** (port 35 F)

YAKECEM • YAKECEM • YAKECEM • YAKECEM •

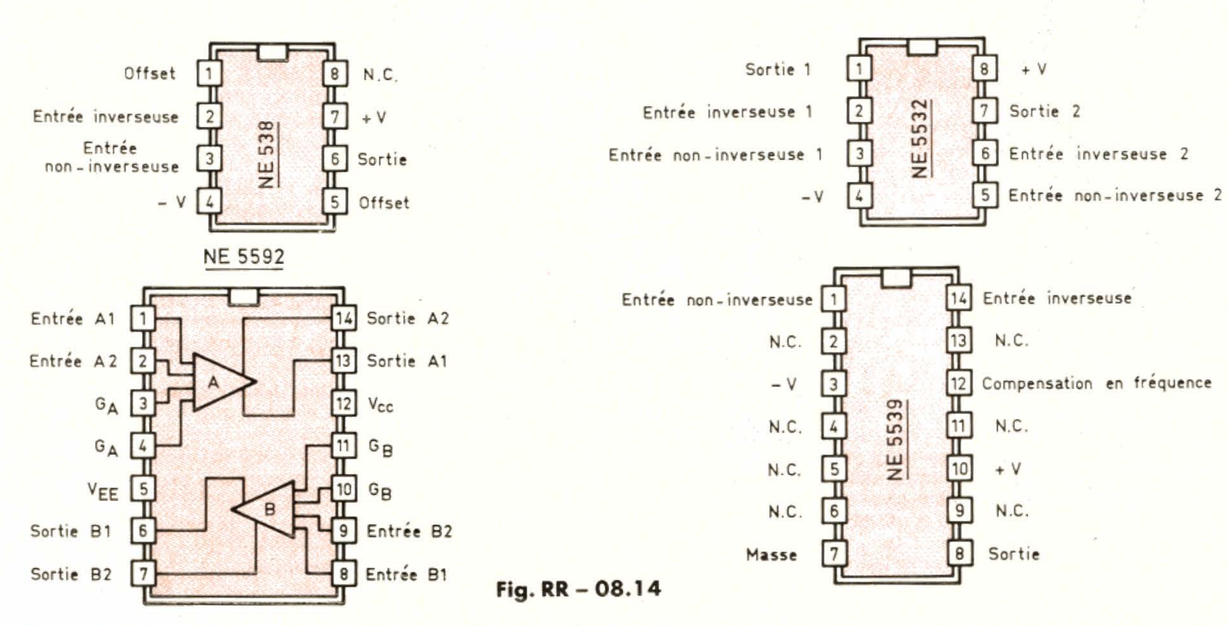


Fig. RR – 08.14

Pd = 500 mW ; offset = 2 mV 80 nA ; résistance d'entrée = 6 MΩ ; gain en tension = 200 V/mV ; sortie = ± 13 V sur 2 kΩ ; intensité de sortie en court-circuit = 25 mA ; impédance de sortie = 100 Ω ; courant d'alimentation = 3 mA ; compensation de fréquence interne.

***NE 5532 :** double amplificateur opérationnel à faible bruit. Alimentation = ± 3 à ± 20 V ; bande passante petits signaux = 10 MHz ; sortie = 600 Ω/10 V ; offset = 4 mV 150 nA ; courant d'entrée = 200 nA ; courant d'alimentation = 8 mA ; gain en tension = 100 V/mV ; résistance d'entrée = 300 kΩ ; intensité de sortie en court-circuit = 38 mA ; compensation de fréquence interne.*

***NE 5539 :** Amplificateur opérationnel pour UHF. Produit gain bande = 1,2 GHz ; amplificateur vidéo à large bande (20 MHz) ; Pd = 500 mW ; Vcc = ± 12 V max ; offset = 2,5 mV 2 μA ; polar. = 20 μA ; impédance d'entrée = 100 kΩ ; courant d'alimentation = 14 mA ; gain en tension = 52 dB.*

***NE 5592 :** Double amplificateur vidéo. Alimentation = ± 8 V max ; intensité de sortie = 10 mA ; bande passante = 25 MHz ; temps de réponse = 7,5 ns ; entrée = 14 kΩ/2,5 pF ; offset = 0,3 μA ; polar. = 5 μA ; courant d'alimentation total = 35 mA ; résistance de sortie = 20 Ω.*

Brochages : voir figure RR-08.14.

RR – 09.02 : M. Lucien ALLIMANT, 75015 PARIS :
1° sollicite divers renseignements sur des amplificateurs HF ou VHF de puissance ;
2° nous entretient d'un projet de remplissage de réservoir d'eau.

1° Un montage utilisant le module BGY 35 de R.T.C. est donné à la page 512 de notre ouvrage L'Emission et la Réception d'amateur, *11e édition (Librairie Parisienne de la Radio, 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris).*

Le transistor BLU 25 ne figure dans aucune de nos documentations... Ne serait-ce pas plutôt BLV 25 ? Dans ce cas, ce transistor possède un boîtier SOT 119.

Dans le montage décrit à la page 87 du n° 1690, il n'est absolument pas question de remplacer le BLW 86 qui peut délivrer 45 W en crête par un BLV 10 qui ne peut délivrer que 1 W en crête ! Ces deux transistors ont des caractéristiques totalement différentes...

Le BLV 10 apporte un gain de 18 dB ; donc pour 1 W de sortie, il lui faut 16 mW à l'entrée.

2° Nous devons dire que nous n'avons pas compris grand-chose à votre exposé concernant le système de remplissage automatique de réservoir... Par ailleurs, nous ne disposons d'aucun schéma s'approchant de loin ou de près du système que vous envisagez.

Nous pensons que le procédé le plus simple et le plus fiable consiste à monter soit des détecteurs de niveau (voir Haut-Parleur *n° 1710, page 131, ainsi que* Electronique Pratique *n° 93), soit un automatisme de remplissage (voir* Electronique Pratique *n° 86).*

RR – 09.05 : M. Laurent COQUART, 49 SAUMUR :
1° nous entretient de cordons de liaison entre différents appareils vidéo ;
2° envisage la possibilité d'une liaison « sans fil » entre un instrument de musique et un amplificateur de sonoration.

1° Nous regrettons de ne pouvoir vous aider ; mais ne connaissant pas les appareils que vous utilisez (décodeur, magnétoscope) – sans schéma –, il nous est totalement impossible de vous indiquer le ou les cordons de liaison à utiliser. Il en existe de très nombreux dans le commerce, couvrant à peu près toutes les conditions possibles d'utilisation ; votre fournisseur habituel doit pouvoir vous guider et vous procurer les cordons adéquats (avec possibilité d'essais).

A défaut, vous pourriez consulter un spécialiste en la matière, à savoir :
S.C.E.M.P.
74, rue du Faubourg-Saint-Antoine
75012 Paris

2° Dans l'emploi que vous envisagez, nous vous conseillons l'ensemble émetteur et récepteur décrit dans les numéros 450 et 451 de Radio-Plans. Cet ensemble correspond très exactement à l'usage évoqué et est sans doute ce qui se fait de mieux dans ce domaine (montage sophistiqué et très élaboré).

Concernant le récepteur, vous pouvez évidemment vous dispenser de construire l'ampli BF avec son petit haut-parleur (fig. 2, page 39, n° 451, par exemple) ; vous ne prévoyez donc que la « sortie BF » destinée à attaquer votre amplificateur de puissance.

RADIOCOM 2000



Ouvert officiellement depuis janvier 1986, le système radio-téléphone R 2000 compte aujourd'hui plus de 25 000 abonnés, dont plus de la moitié en Ile-de-France, et une demande de 1 000 nouveaux abonnements par mois sur cette région.
Par ses choix technologiques, le système R 2000 constitue une importante innovation et apporte de nombreux avantages par rapport aux réseaux antérieurs : service 150 MHz, 450 MHz et R 200.

R 2000, c'est tout d'abord une infrastructure publique construite par Matra, installée et entretenue par la DGT. Ses qualités sont : une zone de couverture nationale étendue, une capacité importante d'abonnements, un réseau multirelais (possibilité de choisir sa zone de couverture), une qualité d'écoute et une discrétion assurées par la gestion dynamique des fréquences, et surtout un numéro d'appel unique, quelle que soit la localisation du mobile.

UN SERVICE A LA CARTE

L'originalité de R 2000 est d'offrir, sur le même réseau, deux services différents :

– le téléphone de voiture (TDV) ou service public ;

– le réseau d'entreprise (RE) ou service privé.

Le service TDV permet la communication avec tous les abonnés fixes ou mobiles du réseau téléphonique commuté.

Grâce à un numéro à huit chiffres unique, le TDV peut être joint quelle que soit la localisation, le réseau R 2000 acheminant automatiquement les appels vers le relais où se trouve le mobile.

En émission, il suffit de composer :

– 8 chiffres pour obtenir un correspondant province ;

– 1 + 8 chiffres pour un correspondant parisien ;

– 19 + ind. pays + numéro, pour un correspondant international ;

le relais se chargeant de supprimer le 1 ou d'ajouter le 16, suivant les besoins.

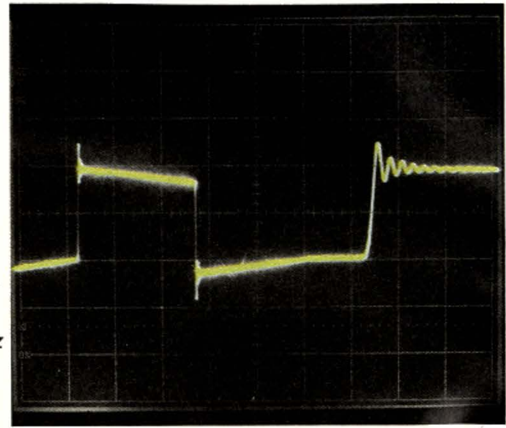
ALPINE 5950

SPECIFICATIONS DU CONSTRUCTEUR

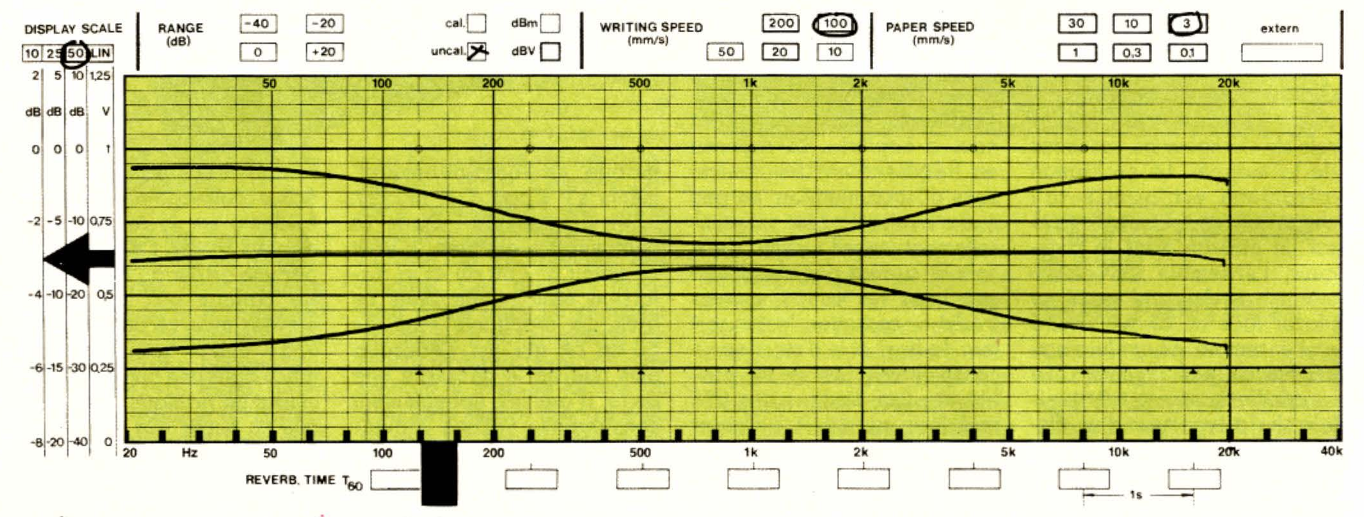
Réponse en fréquence :
5 Hz – 20 kHz (± 1 dB)
Rapport signal/bruit :
> 90 dB (pondéré A)
Séparation des canaux :
> 85 dB
Alimentation :
14 V (11 à 16 V autorisé)
Entrées :
– cassette/tuner :
500 mV/10 kΩ,
– tuner : 40 mV/10 kΩ
Sortie : 500 mV/10 kΩ

Poids :
unité de commande : 1,1 kg
unité principale : 6,6 kg

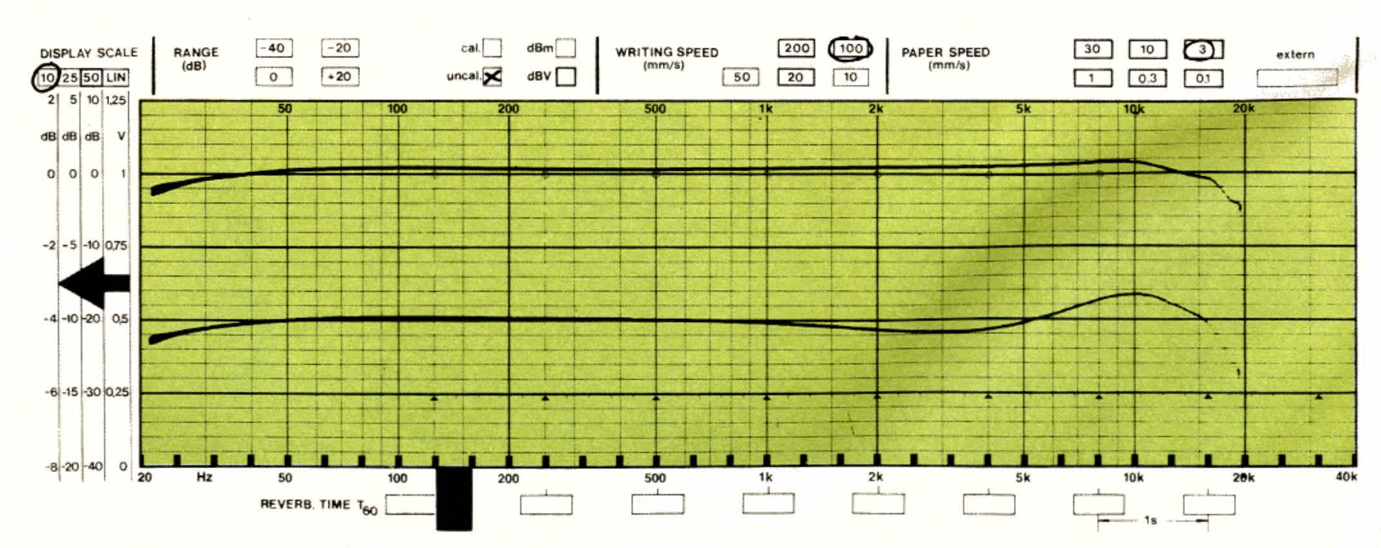
Dimensions :
– unité de commande :
178 × 25 × 145 mm
– unité principale :
336 × 134 × 255 mm



Restitution des signaux carrés à 100 Hz (V : 2 V/div. H : 2 ms, puis 0,2 ms/div).



Action des correcteurs de timbre (10 dB/div.).

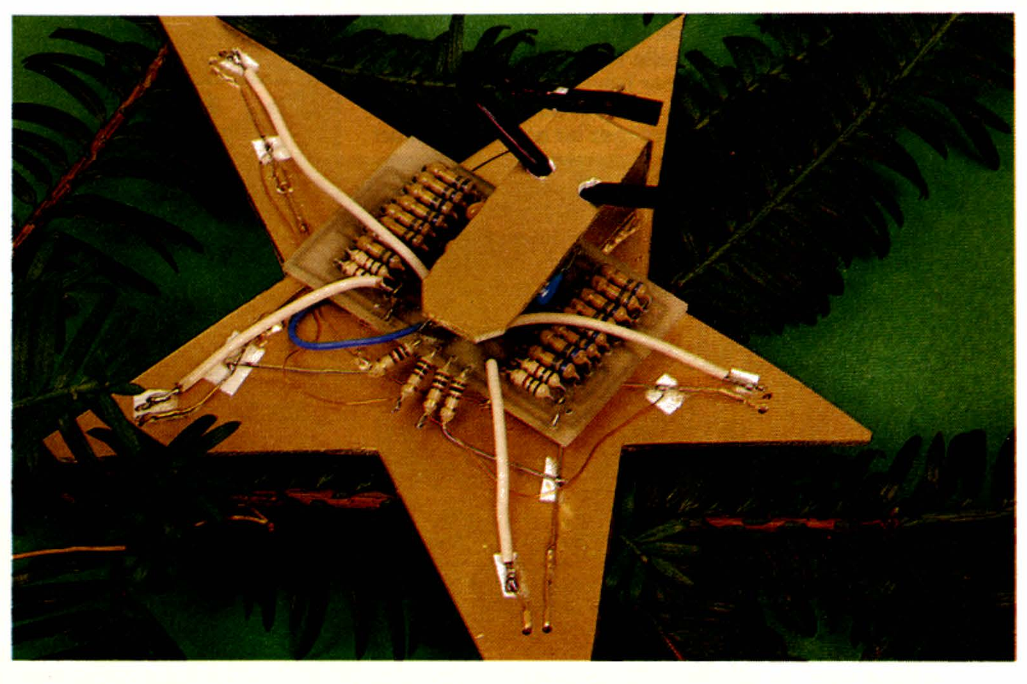


Linéarité de la réponse (2 dB/div.)





ETOILE SCINTILLANTE



A QUOI ÇA SERT ?

A décorer le sommet de votre arbre de Noël... Tout simplement et d'une façon originale, que nous exploitons depuis plusieurs années déjà. Le principe de cette étoile est d'installer, sur une surface découpée en forme d'étoile, une série de diodes électroluminescentes qui clignoteront à des rythmes différents. Pour éviter de faire appel à une électronique trop complexe, les diodes sont couplées par paires : une diode s'allume tandis que l'autre s'éteint. Comme le rythme de toutes les diodes est différent et que l'on s'arrange pour que deux diodes contiguës ne fassent pas partie de la même paire, l'effet produit reste intéressant. On ne se rend pas tout de suite compte du couplage.

SCHEMA

C'est un schéma multiple étant donné que nous avons quatre parties identiques. Nous nous consacrerons bien sûr à une seule de ces parties, la première, celle où figurent les valeurs. Nous avons des multivibrateurs astables réalisés autour d'un quadruple comparateur, un MC 3302. La constante de temps est déterminée par les condensateurs C_1 à C_4, la sortie alimente une diode électroluminescente partageant sa résistance de limitation avec une autre diode. Lorsque D_5 conduit, la tension du point A est telle que la diode D_9 n'est que faiblement alimentée (elle brille un peu tout de même, rien n'est parfait !). Ce phénomène secondaire est dû à la haute tension de saturation de l'étage de sortie du 3302. Sortie du comparateur au point haut, la diode D_5 s'éteint, D_9 brille de tout son

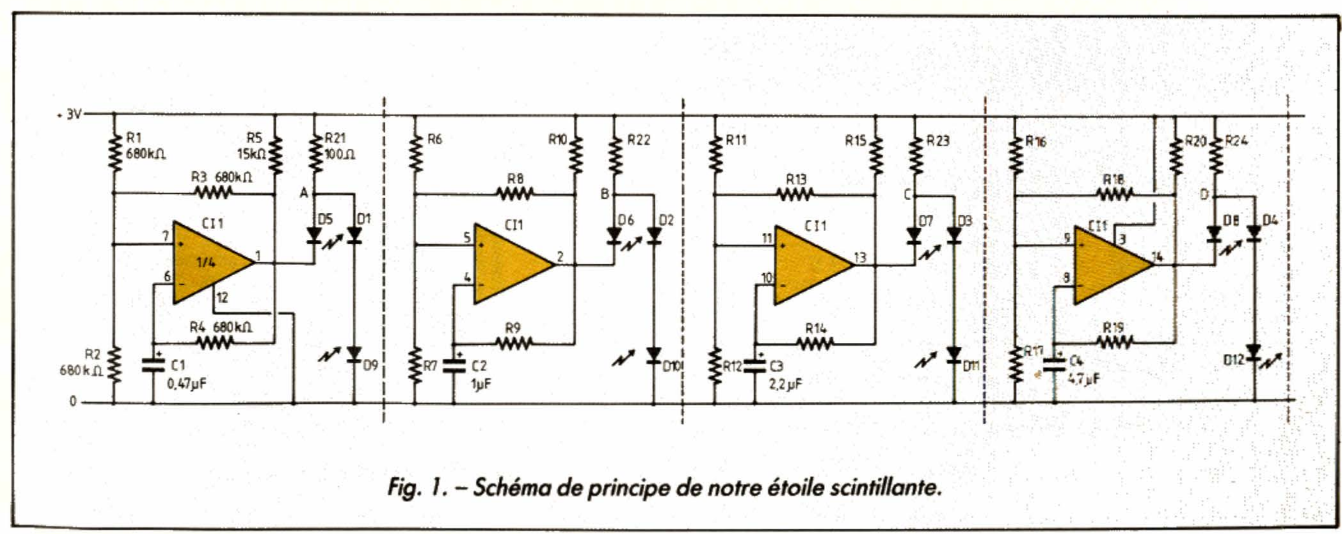


Fig. 1. – Schéma de principe de notre étoile scintillante.

ETOILE SCINTILLANTE

éclat. Une particularité intéressante de ce montage : il s'alimente par deux piles de 1,5 V (seulement !). Les condensateurs sont choisis en progression 1, 2, 4, 8.

REALISATION

Le plan de câblage est simple. Toutes les résistances de 680 kΩ sont contiguës. Les quatre résistances de 100 Ω servent au câblage ; les diodes LED sont sur l'étoile, pas sur le circuit. L'étoile a été découpée dans du polystyrène et peinte à la bombe dorée ; les diodes sont orientées correctement (sinon ça ne s'allume pas), les pattes sont repliées contre le support. Les diodes 1 N 4148 sont soudées directement sur les LED ; on les fixera par un point de colle (cyanoacrylate + activateur Tak-Pack) ou colle fusible. Attention aux croisements. Protégez les points de contact avec du ruban adhésif et passez une couche de peinture. Deux fils partiront vers les piles d'alimentation munies d'un connecteur. Evitez de mettre une diode rouge de D_9 à D_{12}.

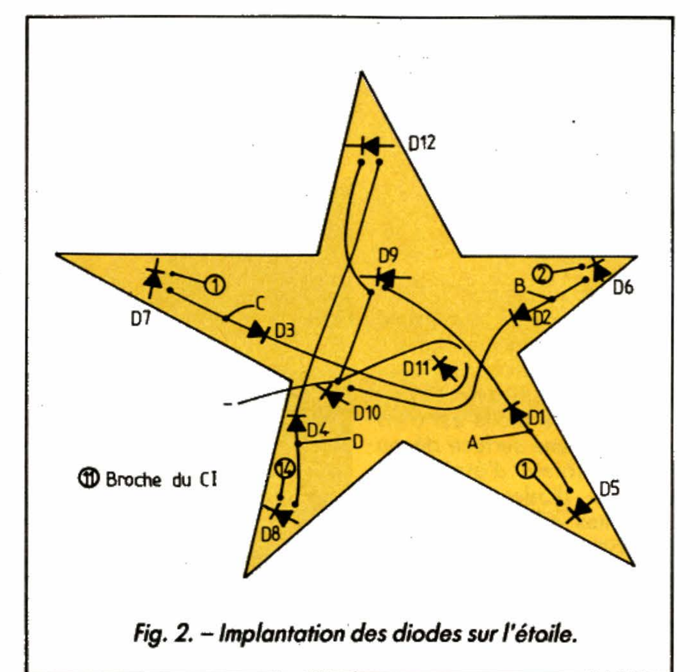


Fig. 2. – Implantation des diodes sur l'étoile.



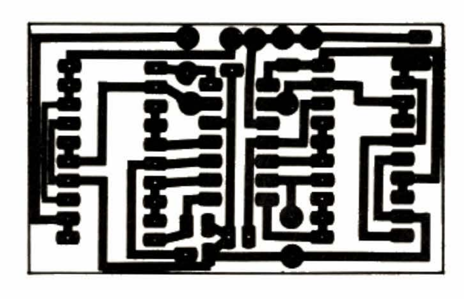


Fig. 3. – Le circuit imprimé à l'échelle 1/1.

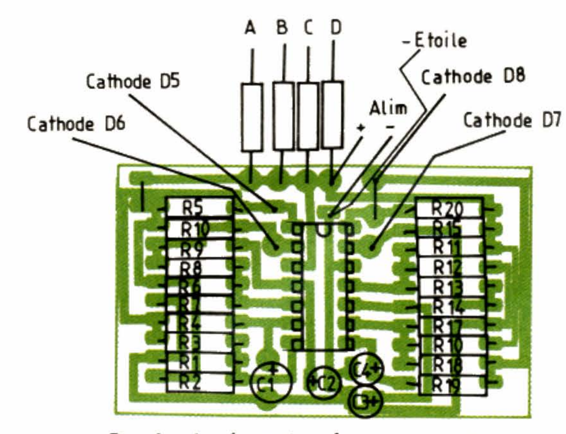


Fig. 4. – Implantation des composants.

LISTE DES COMPOSANTS

R_1, R_2, R_3, R_4, R_6, R_7, R_8, R_9, R_{11}, R_{12}, R_{13}, R_{14}, R_{16}, R_{17}, R_{18}, R_{19} : 680 kΩ
R_5, R_{10}, R_{15}, R_{20} : 15 kΩ
R_{21}, R_{22}, R_{23}, R_{24} : 100 Ω

C_1 : 0,47 µF
C_2 : 1 µF
C_3 : 2,2 µF
C_4 : 4,7 µF
tous au tantale, 6,3 V

D_1, D_2, D_3, D_4 : diodes 1 N 4148
D_5, D_6, D_7, D_8 : diodes LED rouges, vertes ou jaunes
D_9, D_{10}, D_{11}, D_{12} : diodes LED vertes ou jaunes (ou super rouges)
CI_1 : LM 3302

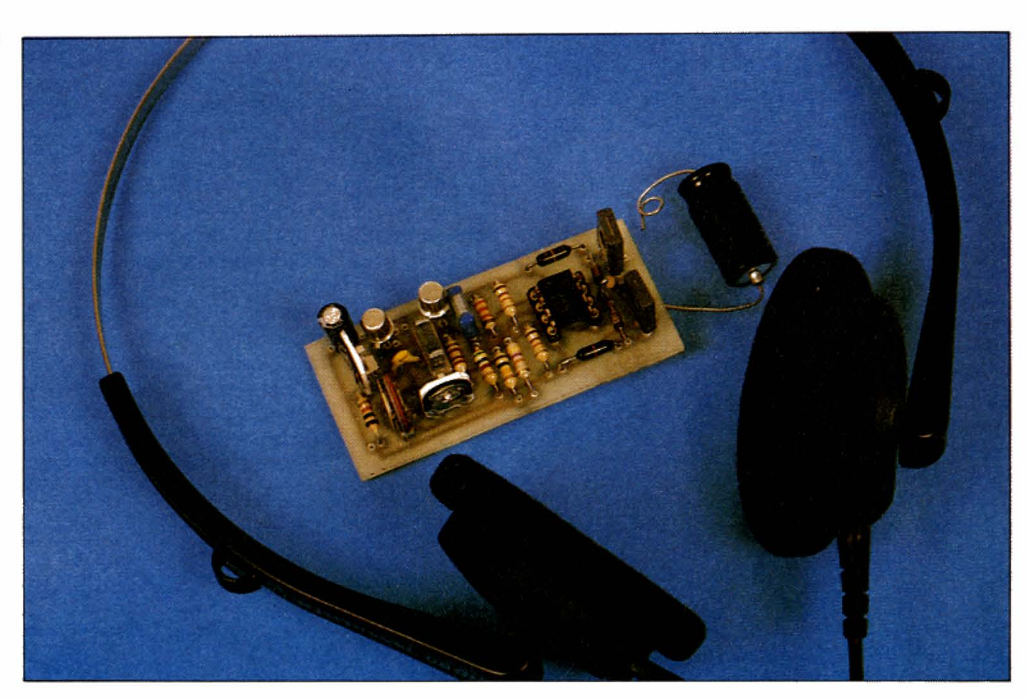




AMPLIFICATEUR CORRECTEUR POUR DEFICIENTS AUDITIFS

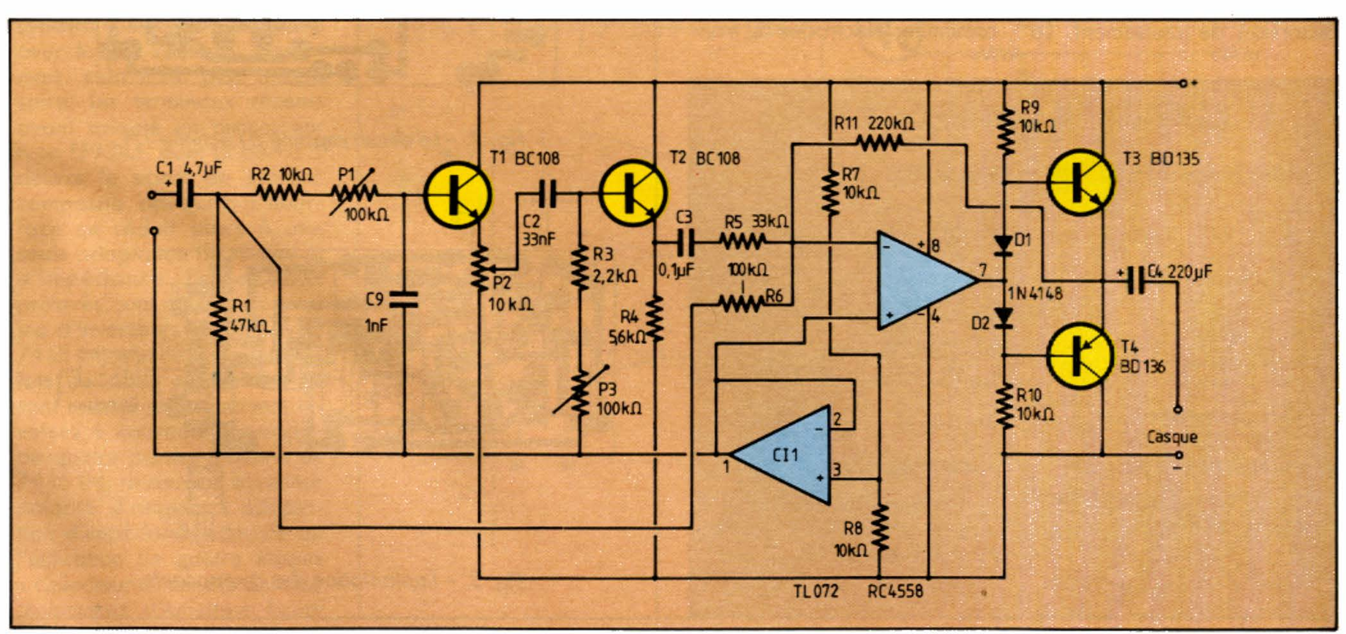
A QUOI ÇA SERT ?

Cet amplificateur est destiné à améliorer le confort des déficients auditifs. Il se branche derrière un préamplificateur micro ou à la sortie casque d'un récepteur de télévision, et permet par son filtrage de favoriser une bande de fréquences que l'on adaptera au problème à traiter.



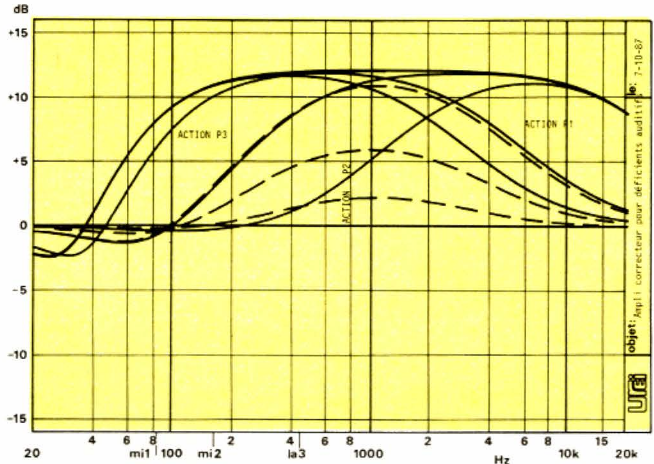
LE SCHEMA DE PRINCIPE

Le schéma de principe se décompose en trois parties. Le signal entre sur C_1 où un condensateur élimine une éventuelle composante continue. T_1 est monté en suiveur, C_5 constitue, avec P_1 et R_2, un filtre passe-haut dont la fréquence de coupure est régla-



AMPLIFICATEUR CORRECTEUR POUR DEFICIENTS AUDITIFS

ble de 4 kHz à 20 kHz. Le potentiomètre P_2 sert de charge à T_1 pour la composante continue. La position du potentiomètre détermine l'amplitude du signal qui va être ajouté au signal d'origine et permet d'adapter l'efficacité de la correction aux besoins de l'utilisateur. Le condensateur C_2 s'associe à R_3 et P_3 pour former un filtre passe-haut à 6 dB par octave (comme le filtre précédent). La fréquence de coupure se règle approximativement de 40 Hz à 2 kHz. Le signal arrive sur la base de T_2 monté également en suiveur. L'amplificateur opérationnel utilisé est un modèle double ; une partie est montée en amplificateur pour casque monophonique, l'autre en « générateur » de point milieu d'alimentation. Ce point milieu sert à polariser les étages d'entrée, comme d'ailleurs celui de sortie. Le signal d'entrée arrive directement par R_6. L'étage de sortie utilise une paire de transistors complémentaires ; les BD 135 et BD 136 sont largement dimensionnés, ils ne coûtent pas cher, autant les utiliser. Deux diodes et deux résistances permettent de polariser l'étage final afin de réduire la distorsion de croisement. La



Action des potentiomètres sur la courbe.

résistance R_{11} détermine le gain de l'ensemble. Un condensateur de sortie permet de brancher le casque ; il est nécessaire, compte tenu de la faible puissance disponible en sortie de l'ampli opérationnel de symétrisation, que l'on ne peut utiliser en point milieu.

REALISATION

Encore une fois, nous allons vous dire qu'elle ne pose pas de problème. Il faut respecter le sens des transistors de sortie et du circuit intégré. Pour T_1 et T_2, les trous sont disposés comme les électrodes du transistor. Si vous utilisez un transistor fond de tiroir, méfiez-vous...

L'entrée sera reliée à une prise jack ou autre. Pour la sortie, prévoir une prise pour jack mono ou stéréo. Dans le second cas, les deux points chauds seront câblés en parallèle, à moins que vous n'ayez besoin d'un système stéréo ; dans ce cas, il convient de réaliser deux préamplificateurs identiques, mais qui pourront être réglés indépendamment.

L'alimentation se fait par un bloc multitension du commerce que l'on met en position 12 V. Il délivre une tension supérieure lorsqu'il ne débite pas ; cette tension convient parfaitement. En présence de ronflement, vous pouvez ajouter, en parallèle sur les fils d'alimentation, un condensateur de 1 000 µF, 25 V.

EFFICACITE

Nous n'avons pas l'habitude, dans cette série, de produire de courbe. Nous faisons une exception ici pour montrer comment jouent les potentiomètres, et les courbes qu'il est possible d'obtenir. Pour une efficacité de correction supérieure à 12 dB, on diminuera la valeur de R_5 ou on augmentera celle de R_6.

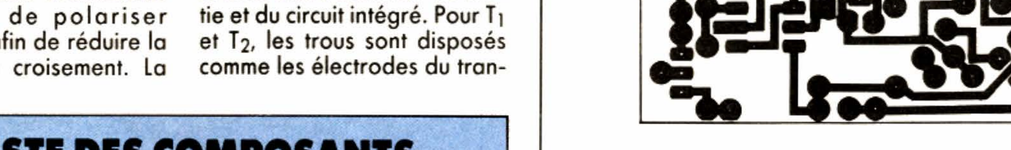


Fig. 2. – Le circuit imprimé à l'échelle 1/1.

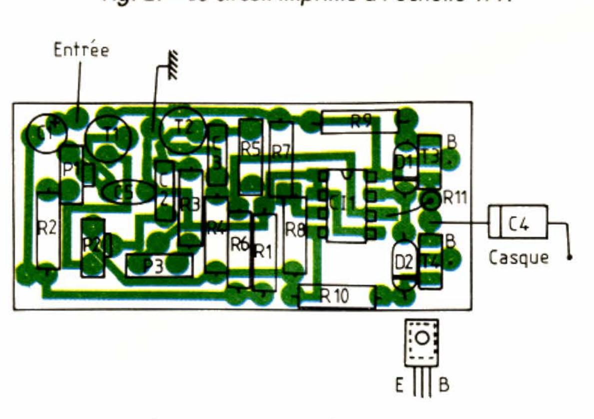


Fig. 3. – Implantation des composants.

LISTE DES COMPOSANTS

Résistance 1/4 W 5 %

R_1 : 47 kΩ
R_2, R_9, R_{10} : 10 kΩ
R_3 : 2,2 kΩ
R_4 : 5,6 kΩ
R_5 : 33 kΩ
R_6 : 100 kΩ
R_7, R_8 : 10 kΩ

Condensateurs (MKT : 7,5 mm, chimiques radiaux)

C_1 : chimique 4,7 µF 16 V
C_2 : 33 nF MKT
C_3 : 0,1 µF MKT
C_4 : 220 µF 16 V, chimique

Transistors

T_1, T_2 : BC 108
T_3 : BD 135
T_4 : BD 136

Circuit intégré

RC 4558 LM 1458
RC 4559, NE 5532, TLO72CP

Diodes : D_1, D_2 : 1N4148

Potentiomètres

P_1, P_3 : ajustables 100 kΩ, 10 mm vertical
P_2 : ajustable 10 kΩ, 10 mm vertical

INTERFACE MINITEL VERS TELEVISEUR COULEUR

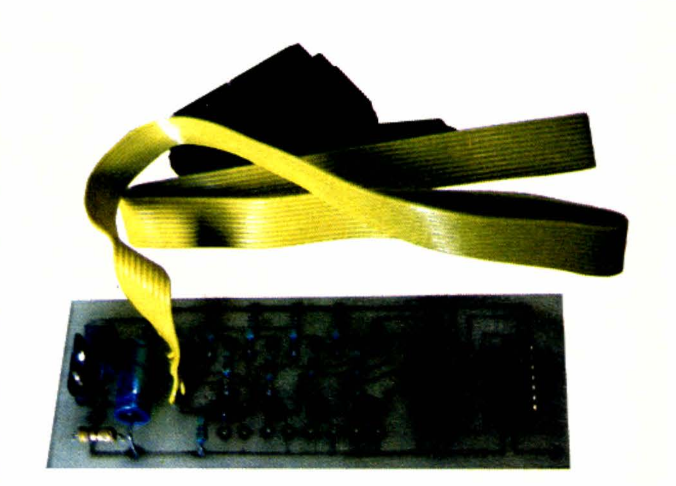
A QUOI ÇA SERT ?

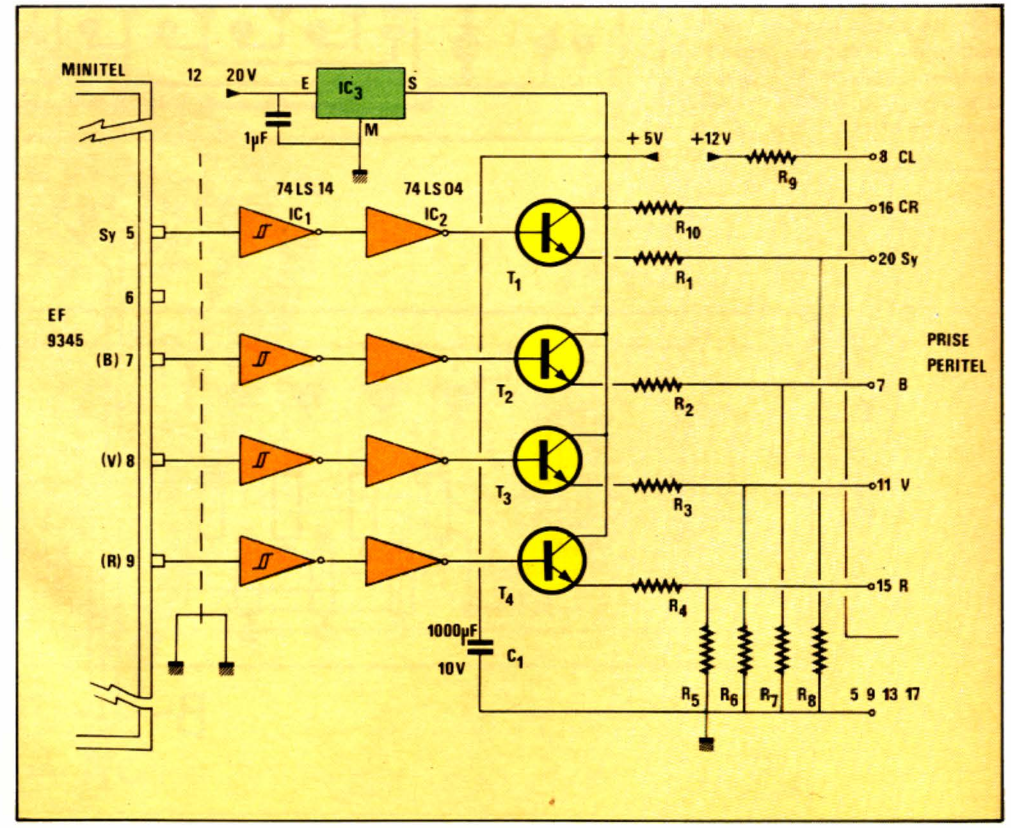
A visualiser tout simplement les pages écran du minitel, en couleur, sur votre TV, via la prise Scart, en entrée RVB « commutation rapide ». Ce genre de montage a déjà été publié dans la revue mais, compte tenu de l'apparition de nouveaux terminaux minitel, nous avons jugé utile de le réactualiser. Décision d'autant plus justifiée que les nouveaux circuits du minitel permettent une adaptation plus simple que celle décrite auparavant.

LE SCHEMA

Les premiers terminaux utilisaient un processeur texte type EF9340 dont les sorties synchro ligne et trame étaient séparées. Il était alors nécessaire de sommer ces signaux par un jeu de monostables, afin de disposer un signal de synchro composite compatible avec les TV couleurs. Désormais, cela n'est plus nécessaire, les terminaux récents ayant adopté un processeur type EF9345, dont la borne 5 délivre le signal de synchro composite adéquat. L'interface se réduit alors à une seule adaptation de niveau et d'impédance. Les signaux prélevés sont appliqués à un jeu d'inverseurs-triggers type 74 LS 14, afin de pallier les effets du câble de liaison. Ils sont ensuite classiquement inversés à nouveau par un jeu de quatre portes prises à un 74 LS 04, retrouvant ainsi leur polarité d'origine. L'adaptation d'impédance consiste en l'utilisation de quatre étages « collecteur commun » dont les résistances d'émetteur fixent l'impédance de sortie à 75 Ω. La tension de sortie est alors de 0,7 V maximum (en charge) sur les entrées RVB du téléviseur et les fronts de montée et de descente bien raides (t < 0,1 µs). Un jeu de deux résistances permet d'appliquer aux bornes 8 et 16 de la prise Scart les tensions continues nécessaires à la commutation du TV sur une source extérieure RVB.

L'alimentation de la carte est extérieure ; un bloc secteur fournissant 12 à 20 V avec une centaine de milliampères suffira.

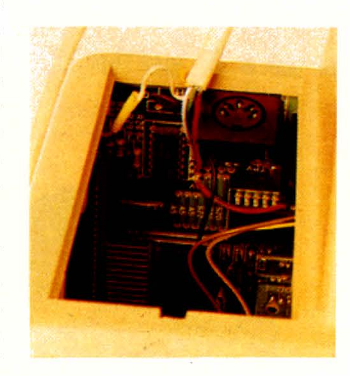




INTERFACE MINITEL VERS TELEVISEUR COULEUR

MONTAGE

Il faut d'abord prélever les signaux sur le minitel. Pour ouvrir ce dernier, d'abord le débrancher : les « live parts » ne manquent pas à l'intérieur ! L'ouverture est obtenue en agissant sur les ergots supérieurs, que l'on déclenche en faisant levier avec les queues de deux petites cuillères (moins agressif que deux tournevis). En suivant les pistes issues des bornes 5 (synchro), 7 (composante bleue), 8 (composante verte), 9 (composante rouge) du EF 9345, on remarque qu'elles se dirigent vers un coin du circuit imprimé et débouchent sur des pastilles percées non utilisées (voir photo). C'est là qu'il faut prélever les signaux, en les repérant chacun, et la masse, qui seront acheminés sur une fiche DIN à cinq broches. Seule, la sortie synchro ne dispose pas de pastille disponible. Il faut, pour ce signal, sonder le fil sur le circuit imprimé, de l'autre côté. Le circuit imprimé de la réalisation n'appelle pas de commentaire, tant il est simple à réaliser. La liaison avec le minitel s'effectue par câble aussi court que possible (genre câble téléphonique), celle avec la prise Scart par un méplat à sept fils.



LISTE DES COMPOSANTS

Résistances 1/4 W, 5 %

R_1 à R_8 : 150 Ω
R_9 : 4,7 kΩ
R_{10} : 470 Ω

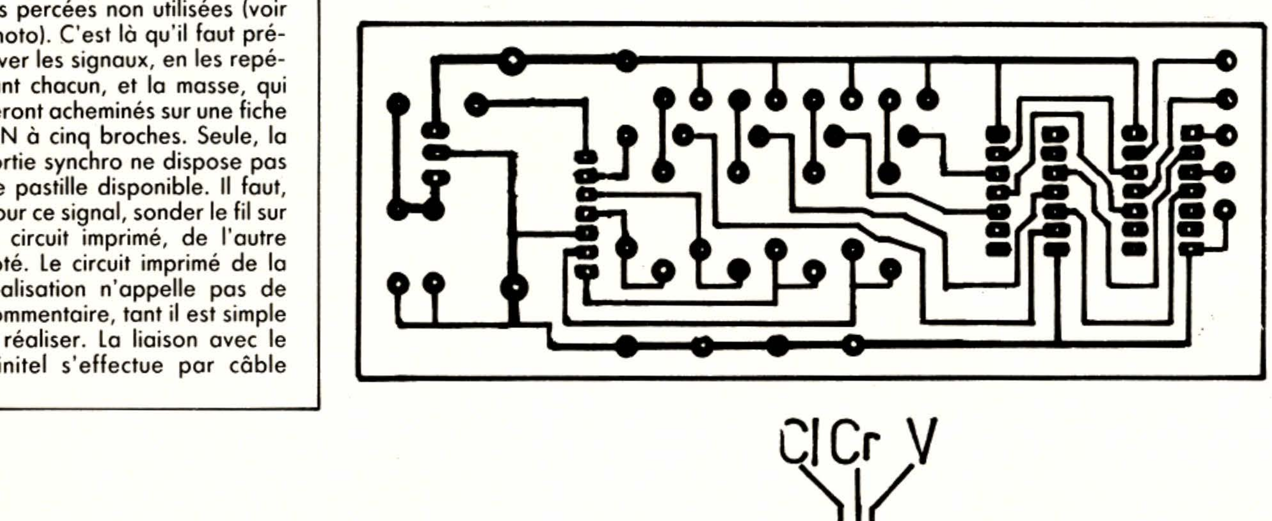
Semi-conducteurs

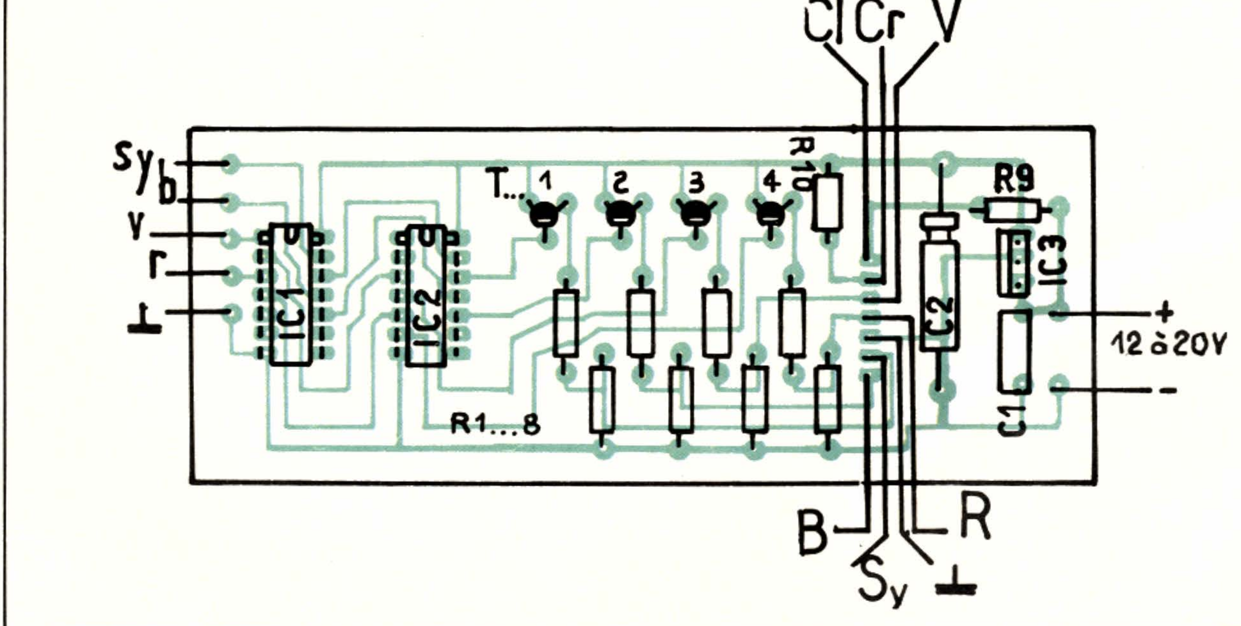
T_1 à T_4 : BC547, 2N2222
IC_1 : 74 LS 14 ; IC_2 : 74 LS 04
IC_3 : 780555 (TO 220 ou TO 92)

Condensateurs : C_1 : 100 µF 10 V ; C_2 : 1 µF, 250 V

Divers : Bloc d'alimentation C.C. 12 à 20 V
Fiches DIN 5 broches 9M et F) ; Fiche Scart 21 broches
Câble 5 conducteurs, méplat 7 conducteurs

Au dos du Minitel 1 se trouve une plaque amovible laissant accès à la partie du circuit imprimé qui nous intéresse.







TESTEUR DE PILES ET DE BATTERIES 9 VOLTS

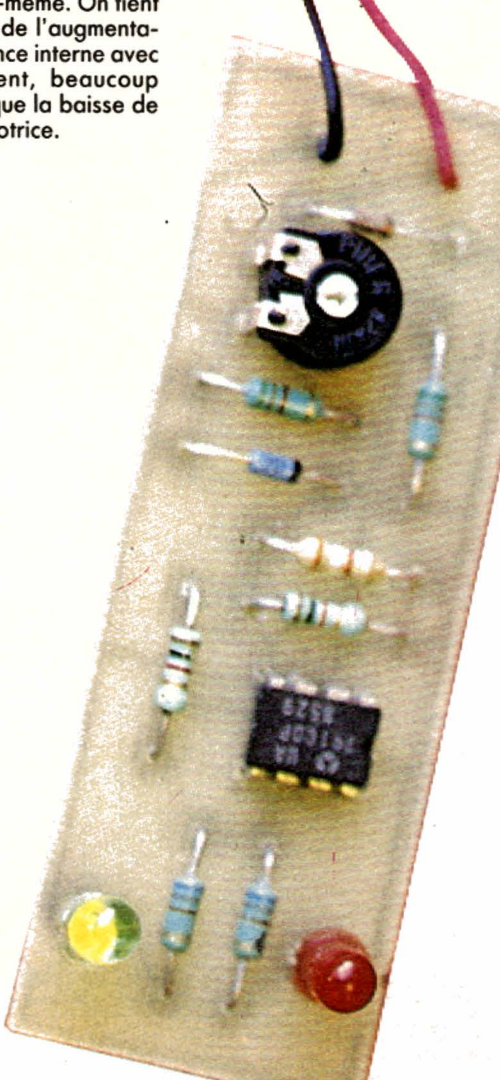
A QUOI ÇA SERT ?

Si commodes par leur faible encombrement, les piles miniature de 9 V et les batteries alcalines de mêmes dimensions servent de plus en plus souvent à l'alimentation des petits appareils électroniques.

Ceci pose le problème du remplacement des piles parvenues en fin de vie et de la recharge des accumulateurs, donc celui du contrôle de leur état.

On peut, à cet effet, mesurer la tension aux bornes à l'aide d'un voltmètre. Le petit testeur décrit permet une vérification quasi instantanée. Il offre, en plus, l'avantage de consommer, pendant l'essai, un dizaine de millampères, fournis par la pile elle-même. On tient compte, ainsi, de l'augmentation de résistance interne avec le vieillissement, beaucoup plus gênante que la baisse de force électromotrice.





TESTEUR DE PILES ET DE BATTERIES 9 VOLTS

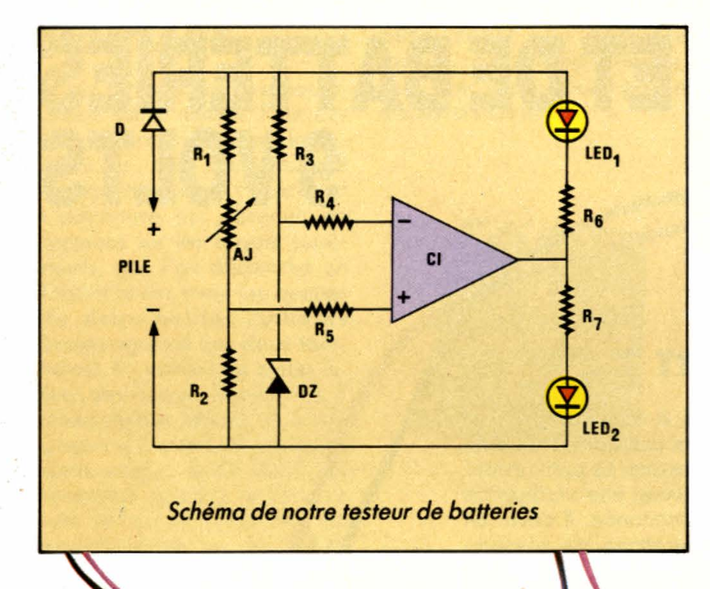


Schéma de notre testeur de batteries

LE SCHEMA

On trouvera difficilement plus simple, ce qui ne nuit en rien à l'efficacité. Deux pointes de touche mettent en contact les bornes de la pile avec les entrées du testeur. La diode D protège contre toute inversion accidentelle de polarité : dans ce cas, l'appareil n'est pas alimenté, et rien ne se passe...

Supposons, maintenant, la pile branchée dans le bon sens. L'amplificateur opérationnel CI travaille alors en comparateur. Sur son entrée inverseuse, il reçoit une tension de 3,9 V, stabilisée par la zener DZ et appliquée à travers R_4. L'entrée non inverseuse, pour sa part, reçoit une fraction de la tension délivrée par la pile à l'essai, à l'aide du diviseur R_1, AJ, R_2, auquel il faut ajouter la chute de tension dans la diode D.

Si le potentiel, au curseur de AJ, excède 3,9 V, la sortie du comparateur passe à l'état haut, et la diode électroluminescente LED_2 (verte) s'allume : la pile est bonne. Dans le cas contraire (pile ou batterie usagée), la sortie du comparateur passe à l'état bas, et la diode électroluminescente LED_1 (rouge) s'allume.

Dans un cas comme dans l'autre, et au voisinage de la tension nominale, la consommation est celle de l'une des LED, augmentée de l'intensité qui circule dans la zener et dans le pont R_1, AJ, R_2, soit environ 12 mA.

Lors de la mise au point, on appliquera sur l'entrée la tension jugée « limite » pour l'utilisation de la pile (environ 7,5 V), et on réglera AJ pour se situer juste au basculement des deux LED.

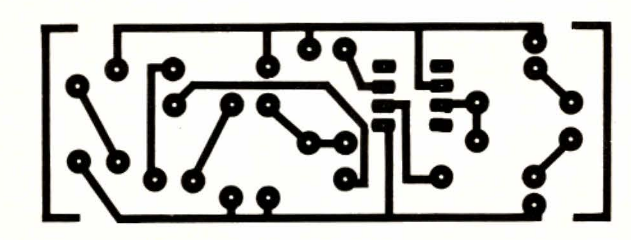


Fig. 2. – Circuit imprimé, côté cuivre, échelle 1.

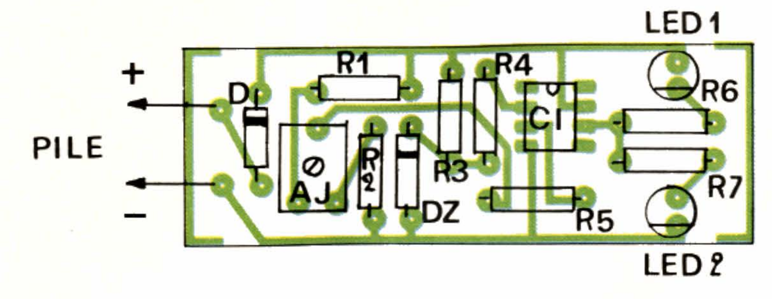


Fig. 3. – Nomenclature des composants.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Semi-conducteurs
CI : LM741
D : 1N4148
DZ : zener 3,9 V (400 mW)
LED_1 : rouge
LED_2 : verte

Résistances 1/4 W ± 5 %
R_1 : 3,9 kΩ
R_2, R_3 : 4,7 kΩ
R_4, R_5 : 1 kΩ
R_6, R_7 : 680 Ω

Ajustable
AJ : 2,2 kΩ





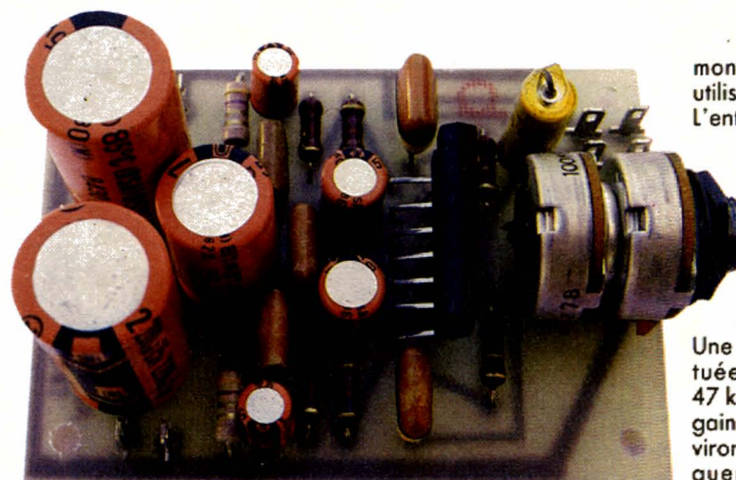
DEUX FOIS 10 WATTS DANS UNE BOITE D'ALLUMETTES

A QUOI ÇA SERT ?

Sous ce titre curieux se cache un montage pour lequel vous trouverez sans problème des dizaines d'utilisations possibles. En effet, en utilisant un circuit intégré très répandu sur le marché, nous avons réalisé un amplificateur stéréophonique complet de 2 fois 10 W qui, potentiomètre de volume compris, est de la taille d'une grosse boîte d'allumettes.
Son alimentation peut aller de 6 à 15 V et n'a pas besoin d'être particulièrement filtrée ou stabilisée. En outre, le montage est protégé contre les échauffements excessifs et les courts-circuits ou absences de charge en sortie. Il n'est pas indestructible, mais presque.

LE SCHEMA

Comme c'est souvent le cas lorsque l'on fait appel à un amplificateur de puissance très intégré, le schéma est celui proposé par le constructeur, RTC en l'occurrence, dans la fiche technique du circuit.
Le TDA1510, puisque c'est de lui qu'il s'agit, renferme, en un seul boîtier plastique SIL 13 pattes, deux amplificateurs de puissance indépendants, un circuit de protection contre les surtensions, un circuit de protection contre les échauffements excessifs et un circuit de protection du haut-parleur lorsque ce dernier est utilisé en pont entre les sorties des deux amplis. En outre, une circuiterie de veille permet de réduire le courant de repos du montage lorsqu'il n'est pas utilisé.



L'entrée se fait sur un potentiomètre de 100 kΩ et, du fait de cette haute impédance, est compatible avec toutes les sources actuelles (préamplis, platines CD, etc.).
Une contre-réaction constituée par la résistance de 47 kΩ et celle de 1 kΩ fixe le gain de chaque ampli à 47 environ, ce qui impose d'appliquer au montage 100 mV

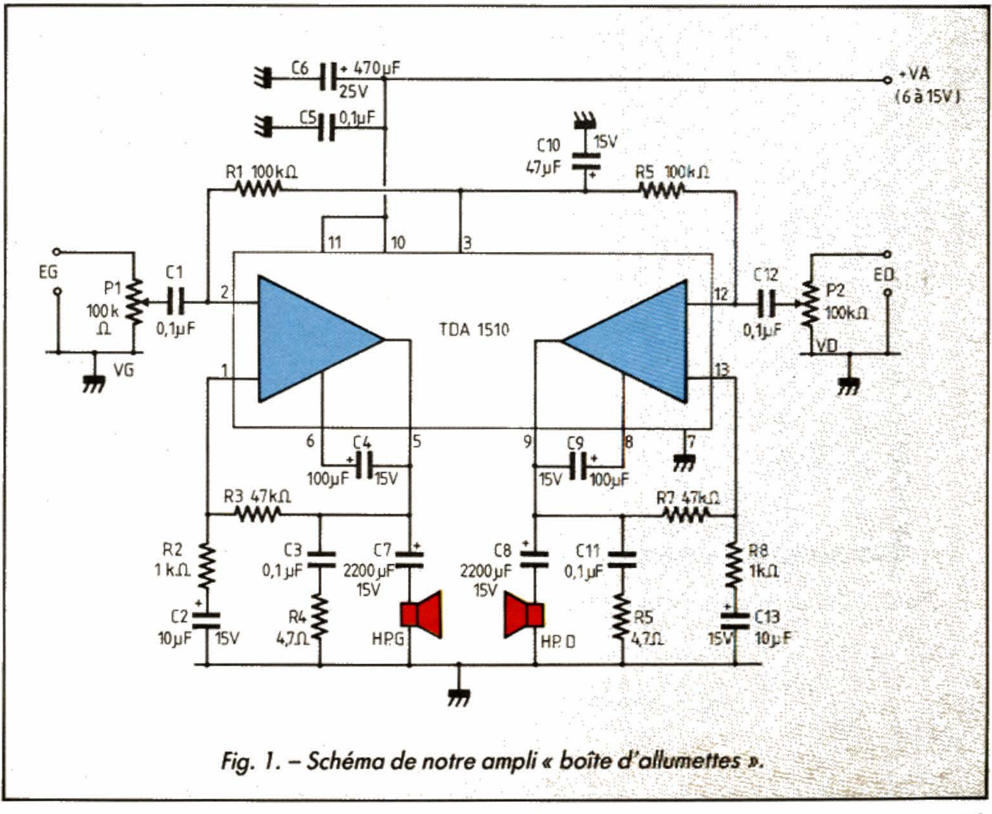


Fig. 1. – Schéma de notre ampli « boîte d'allumettes ».

DEUX FOIS 10 WATTS DANS UNE BOITE D'ALLUMETTES

pour disposer de 10 W efficaces en sortie sur 2 Ω. Le haut-parleur est couplé capacitivement puisque l'alimentation n'est pas symétrique, la valeur élevée du condensateur utilisé permettant de passer les graves de façon correcte, même sur des haut-parleurs de faible impédance.
Le réseau 0,1 µF-4,7 Ω corrige les variations d'impédance du haut-parleur en fonction de la fréquence et contribue à stabiliser le montage dans les conditions normales d'emploi.

LE MONTAGE

Afin de respecter notre titre sans vous imposer d'acrobatie, nous avons utilisé des condensateurs chimiques à montage radial (les deux pattes du même côté si vous préférez) et avons dessiné le CI visible figure 2. Il ne présente pas de difficulté majeure, si ce n'est un peu de soin au niveau des pattes du TDA1510, qui sont assez proches les unes des autres.
Le TDA1510 doit être muni d'un radiateur, qui peut être constitué par une plaque de dural de quelques centimètres carrés de surface, repliée en U ou en L selon le type de boîtier dans lequel vous intégrerez ce montage.
L'alimentation doit délivrer de 6 à 15 V maximum, et doit pouvoir débiter au moins 4 A sous 15 V si vous souhaitez bénéficier de la puissance maximale sur les deux voies simultanément.

Pour finir, sachez que, sur notre maquette, nous avons mesuré :

– une puissance de sortie de 2 fois 9 W sur 2 Ω et 14 V d'alimentation à moins de 0,5 % de distorsion. Dans les mêmes conditions, mais en admettant 10 % de distorsion, on atteint les 12 W efficaces ;
– une bande passante allant de 10 Hz à 50 kHz à + 0 – 1 dB sur une charge de 4 Ω et pour 1 W en sortie ;
– une séparation des canaux meilleure que 40 dB à 1 kHz.
Ce n'est pas mal, vu la taille et le prix de revient du montage, n'est-ce pas ?

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Semi-conducteurs

1 × TDA1510 (RTC)

Résistances
1/2 ou 1/4 W 5 %

R_1 : 100 kΩ
R_2 : 1 kΩ
R_3 : 47 kΩ
R_4 : 4,7 Ω
R_5 : 4,7 Ω
R_6 : 100 kΩ
R_7 : 47 kΩ
R_8 : 1 kΩ

Divers

P_1, P_2 : potentiomètre double, logarithmique de 2 × 100 kΩ
1 radiateur pour le TDA1510.

Condensateurs

C_1 : 0,1 µF mylar
C_2 : 10 µF/15 V
C_3 : 0,1 µF mylar
C_4 : 100 µF/15 V
C_5 : 0,1 µF mylar
C_6 : 470 µF/25 V
C_7 : 2 200 µF/15 V
C_8 : 2 200 µF/15 V
C_9 : 100 µF/15 V
C_{10} : 47 µF/15 V
C_{11} : 0,1 µF mylar
C_{12} : 0,1 µF mylar
C_{13} : 10 µF/15 V

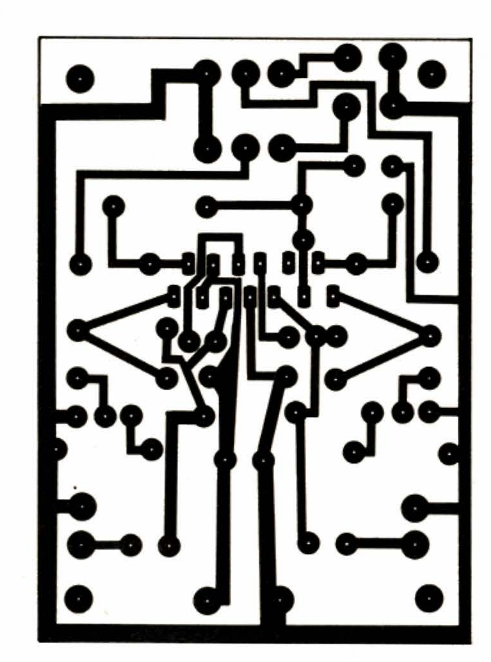


Fig. 2. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

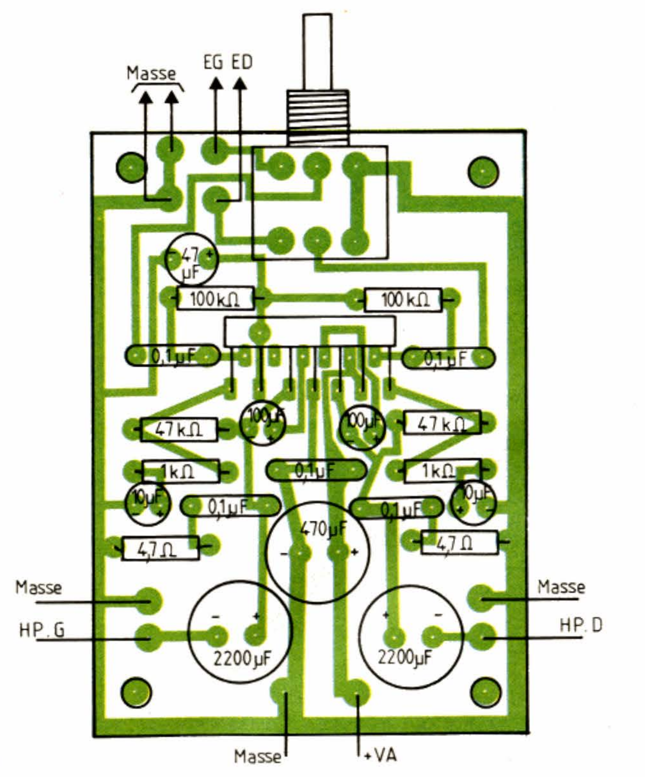




Fig. 3. – Implantation des composants.

ALARME POUR ENFANTS TROP CURIEUX

A QUOI ÇA SERT ?

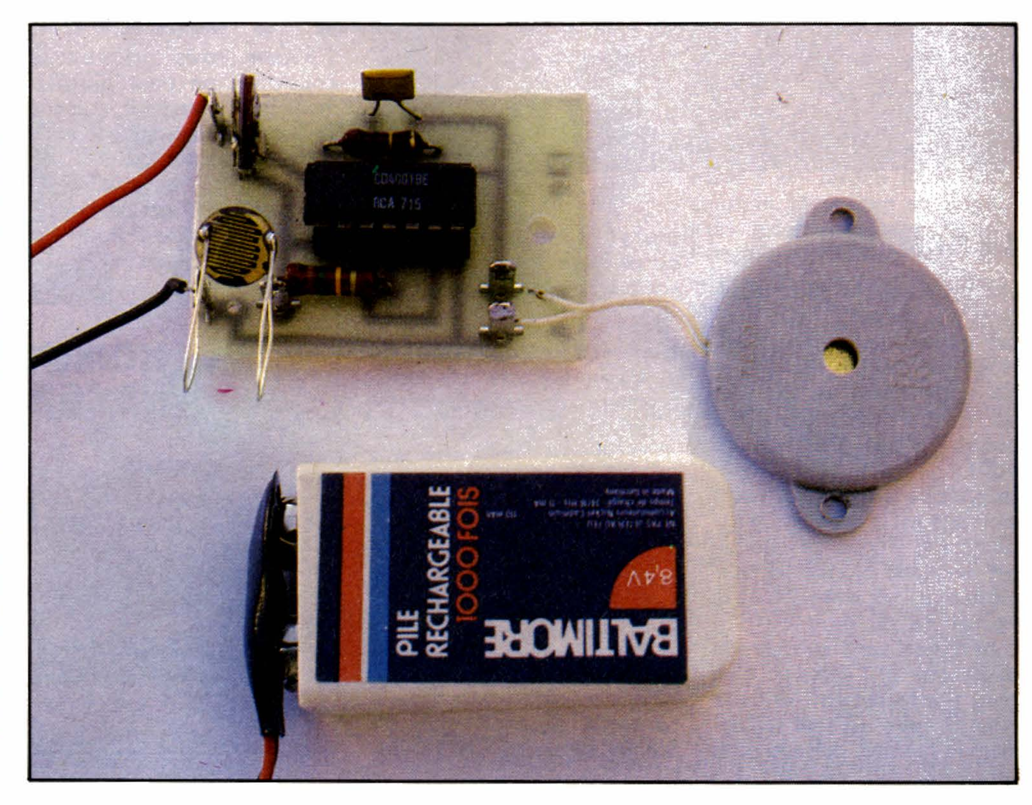
Bien que le montage que nous vous proposons aujourd'hui puisse recevoir de nombreuses applications, c'est à notre avis la dénomination en titre de cet article qui lui convient le mieux.

Il s'agit d'un système très compact, que l'on enferme dans un tiroir ou un placard que l'on ne souhaite pas voir ouvrir par un enfant, parce qu'il contient des choses fragiles, des produits dangereux, etc. Dès que le tiroir ou placard en question est ouvert, le montage émet un bruit suffisamment désagréable pour qu'il puisse être entendu dans n'importe quelle habitation de taille normale. Il ne vous reste plus alors qu'à intervenir...

C'est facile, nous direz-vous, et pas très original. Eh bien, vous aurez tort. En effet, le cahier des charges que nous nous sommes fixé a été le suivant :

– Montage aussi compact que possible.
– Prix de revient aussi bas que possible pour pouvoir en réaliser facilement plusieurs exemplaires.
– Consommation suffisamment faible pour qu'il puisse rester sous tension en permanence, fonctionner sur pile et ne pas vous ruiner.
– Mise en place immédiate ne nécessitant aucune installation particulière.

Bien que ces nombreuses conditions ne semblent pas faciles à satisfaire simultanément, nous y sommes parvenus avec un schéma d'une simplicité surprenante.



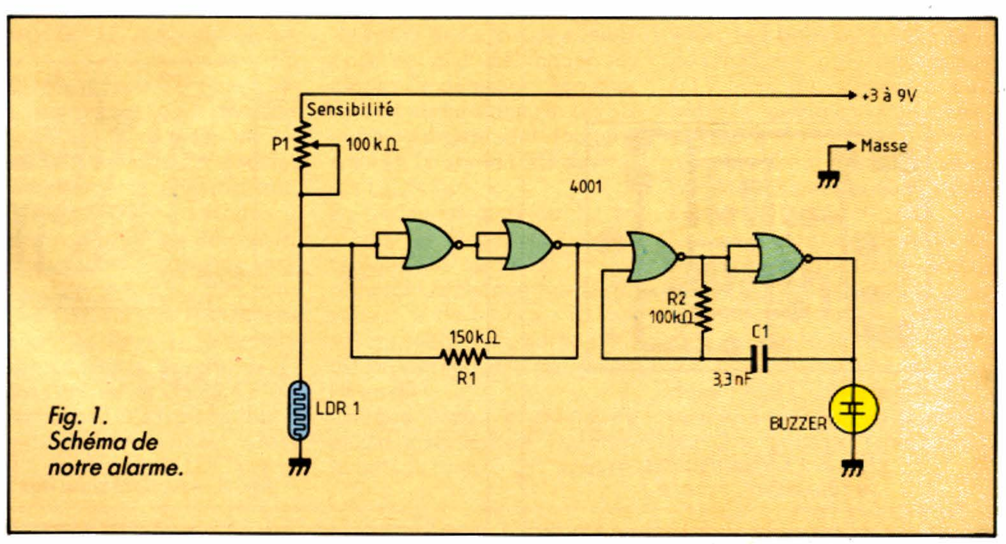


Fig. 1. Schéma de notre alarme.

ALARME POUR ENFANTS TROP CURIEUX



LE SCHEMA

Les particularités technologiques des circuits C.MOS nous ont permis de réaliser notre montage avec un seul boîtier de cette famille et, qui plus est, avec un des moins chers puisqu'il s'agit d'un vulgaire 4001.

Le principe adopté par notre montage est le suivant. Un oscillateur à fréquence audible est maintenu bloqué en permanence. La détection de l'ouverture du tiroir ou placard à protéger provoque son déblocage et l'émission d'un son. L'information utilisée pour ce faire est tout simplement la lumière, puisque nous avons supposé qu'un placard ou un tiroir fermé était plus sombre que lorsqu'il était ouvert.

Notre 4001 est donc utilisé de la façon suivante. Les deux premières portes sont rebouclées sur elles-mêmes et forment, grâce à une résistance de réaction, un trigger de Schmitt approximatif. En entrée de celui-ci, on trouve un pont diviseur constitué d'un potentiomètre de réglage de sensibilité et d'une LDR, qui est, comme chacun sait, une résistance sensible à la lumière.

La sortie de ce trigger de Schmitt débloque un oscillateur classique qui alimente un buzzer piézoélectrique. Même si la puissance fournie est assez faible, la fréquence choisie est parmi celles auxquelles l'oreille humaine est la plus sensible ; il ne doit donc y avoir aucun problème.

LE MONTAGE

Comme vous pouvez le constater, on peut difficilement faire plus petit, puisque le CI est à peu près de la taille du buzzer piézo.

L'alimentation est confiée à une pile de 9 V qui peut durer au moins six mois (tout dépend des fréquences de déclenchement du montage !) car le montage au repos ne consomme que 300 μA. En outre, il fonctionne de 15 V à 4 V environ. Votre pile peut donc être considérablement déchargée avant qu'il ne s'arrête.

La fréquence du son a été fixée à 1 600 Hz, mais peut être modifiée en agissant sur le 3,3 nF et (ou) la résistance de 100 kΩ.

La LDR peut être de n'importe quel type (LDR03, LDR05 ou LDR07) mais, s'il vous plaît, ne laissez pas votre revendeur favori vous vendre une photodiode à la place. Cela n'a rien à voir et, dans ce cas, ne fonctionnerait pas du tout.

NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Semi-conducteurs

1 x 4001 C.MOS
LDR1 : type LDR03, LDR05, LDR07 ou équivalent

Résistances 1/2 ou 1/4 W 5 %

R_1 : 150 kΩ
R_2 : 100 kΩ

Condensateurs

C_1 : 3,3 nF céramique

Divers

P_1 : potentiomètre ajustable, pour CI, au pas de 2,54 mm de 100 kΩ
1 buzzer piézoélectrique

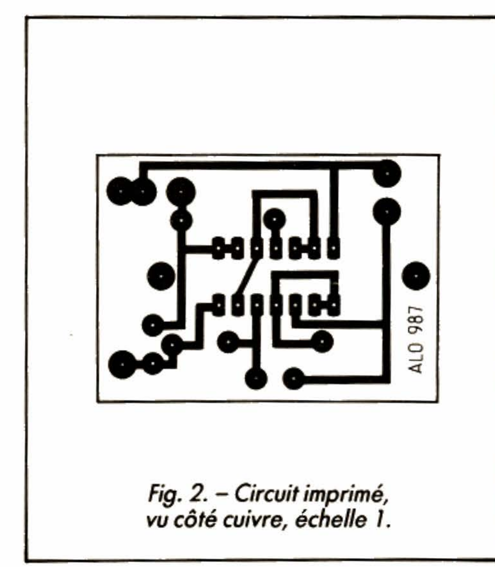


Fig. 2. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

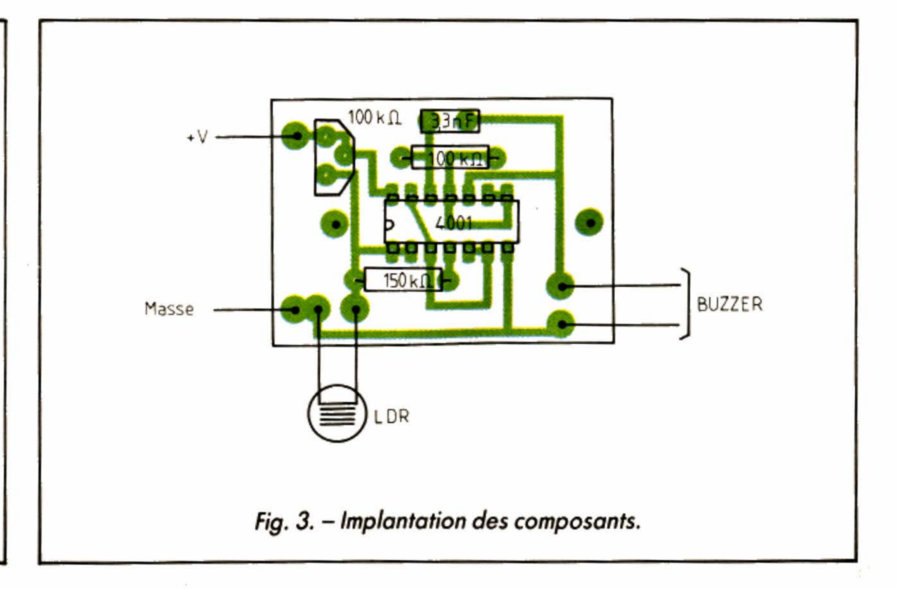


Fig. 3. – Implantation des composants.

UNE REALISATION EXCEPTIONNELLE

UN ANALYSEUR DE SPECTRE 0-500 MHz PERFORMANT

L'AS87



4e PARTIE

LE MODULE DE DETECTION LOG/LIN

1. Le schéma
(voir fig. 7 et 8)

Comme vous le savez (voir numéro précédént), ce module est le dernier de la chaîne analyseur, se situant juste avant l'attaque de la voie verticale de l'oscilloscope. Le principe et la description d'un tel module ont été exposés dans *VHF Communications* de février 1977 (ça ne nous rajeunit pas !). Cela, sous la plume de E. Berberich, dans le cadre de la description d'un analyseur de spectre destiné aux amateurs, celle-ci se limitant aux schémas de principe.

Le module que nous utilisons comprend huit étages identiques à celui de la figure 7, chacun ayant un gain calibré à 10 dB et tous les huit en cascade ! En fait, seuls les sept derniers sont des détecteurs, le premier étant un simple amplificateur tampon.

Comme le montre la figure 7, chaque étage comprend un transistor FET, double porte, monté en amplificateur très classique : circuit accordé dans le drain. Le gain est réglé par la tension de g_2. Les tensions HF sont injectées, avec écrêtage éventuel par D_1/D_2, sur g_1. Les tensions HF amplifiées sont détectées par un doubleur de Schenkel. Par ailleurs, elles sont transmises à l'étage suivant par C_4/R_5.

Le principe de la détection LOG est le suivant : dans sa plage de fonctionnement, un étage fournit une tension HF croissante, puis se sature et délivre alors une tension constante. Supposons un signal HF d'entrée du module, d'amplitude juste suffisante pour saturer tous les étages, y compris le premier détecteur. Chacun fournit la même tension détectée U_{max}. Ces tensions, à travers les résistances de sorties $R_7 + L_N$, envoient sept courants égaux, I_{max}, dans l'entrée de l'ampli OP de sommation LOG (voir fig. 8). Cette entrée reçoit ainsi $7 + I_{max}$ et la sortie LOG prend un niveau égal à $7 \times I_{max} \times R_8$.

Diminuons le niveau HF d'entrée de 10 dB. Le premier étage se désature, son niveau de sortie devient assez faible pour ne plus débloquer les diodes de détection. Son courant de sortie s'annule. Les six autres étages sont toujours saturés. La sortie LOG devient $6 \times I_{max} \times R_8$.

En diminuant ainsi de 10 en 10 dB, les étages se désaturent les uns après les autres, réduisant à chaque fois le niveau LOG de $1 \times I_{max} \times R_8$. Résultat pratique : la sortie LOG est proportionnelle au niveau HF en dB !

Chaque étage possède en plus une sortie $R_6 + 1_N$, attaquant un ampli OP séparé. Lorsque l'étage est saturé, la sortie LIN de cet ampli est donc à un niveau maximum constant. Mais dans sa plage « non saturé », la sortie LIN de l'étage est proportionnelle au niveau HF. Cela permet d'étudier plus finement, entre deux niveaux donnés, l'évolution de l'amplitude d'un signal. A noter que le gain d'une sortie LIN est 7 fois celui de la sortie LOG commune.

Pratiquement, nous avons utilisé deux amplis OP LM324, totalisant huit amplis, ce qui permet d'en affecter sept aux sorties linéaires et le huitième à la sortie LOG. Dans ces conditions, les détecteurs sont chargés de manière constante, quel que soit le mode d'exploitation.

Le module travaille sur 9, 216 MHz, cette fréquence étant choisie égale à celle des quartz utilisés pour le filtre en échelle du module des sélectivités. Les bobines L sont cependant des pots classiques 10,7 MHz du commerce ou bobinés spécialement. La résistance R_3 provoque un amortissement donnant une bande passante du module de l'ordre de 1 MHz à – 6 dB.

Chaque étage est alimenté à travers un passage-filtre Erie EO16 pour un parfait découplage HF. L'entrée du module est sur connecteur Subclic, type miniature généralisé dans l'AS87. Les sorties détectées se font sur un connecteur 2 × 5 picots, type informatique.

3. Circuit imprimé

Simple face, 15/10 époxy (voir fig. 9). Perçage général à 8/10 après l'étamage. Agrandir à 10/10 les trous des pattes de masse des transfos HF.

4. Boîtier

La technique de fabrication de ce type de boîtier ne sera développée qu'une seule fois. Nous utilisons du fer-blanc de 5/10.

Quelques auteurs préconisent pour la fabrication de ces boîtiers HF l'emploi de circuit imprimé double-face. Nous avons donc voulu essayer ce procédé ! Nous pouvons vous affirmer que la prétendue facilité est une légende. Le découpage des plaquettes rectangulaires doit être très précis. Les plaquettes doivent être étamées ou vernies. L'assemblage est fort délicat, surtout si l'on désire une continuité des masses, aussi bien à l'intérieur qu'à l'extérieur. Enfin, la pose des couvercles, leur fixation sans fuites HF sont un vrai casse-tête ! Ne parlons pas du prix de revient : c'est réellement très cher !

Nous avons alors essayé de nous retourner vers des boîtiers « spécial HF » du commerce. Un premier module a été monté dans un tel boîtier qui n'a qu'un couvercle et dans lequel le circuit imprimé, une fois fixé, n'est plus accessible que du côté des composants. Après avoir posé et déposé le circuit en question une bonne dizaine de fois, pour une modification de valeur ou autre mise au point, et commençant à devenir « enragé »,

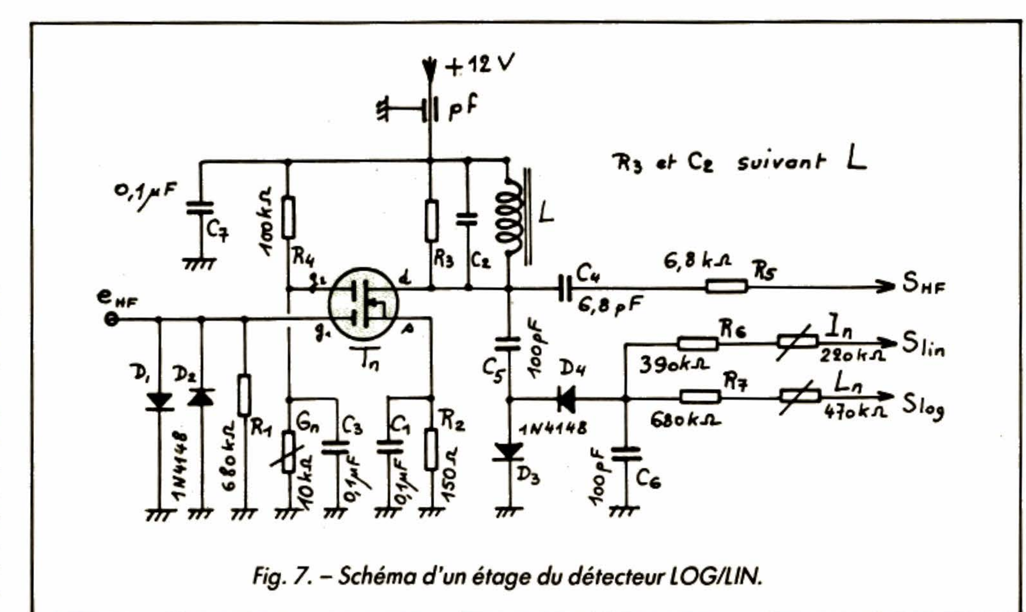


Fig. 7. – Schéma d'un étage du détecteur LOG/LIN.

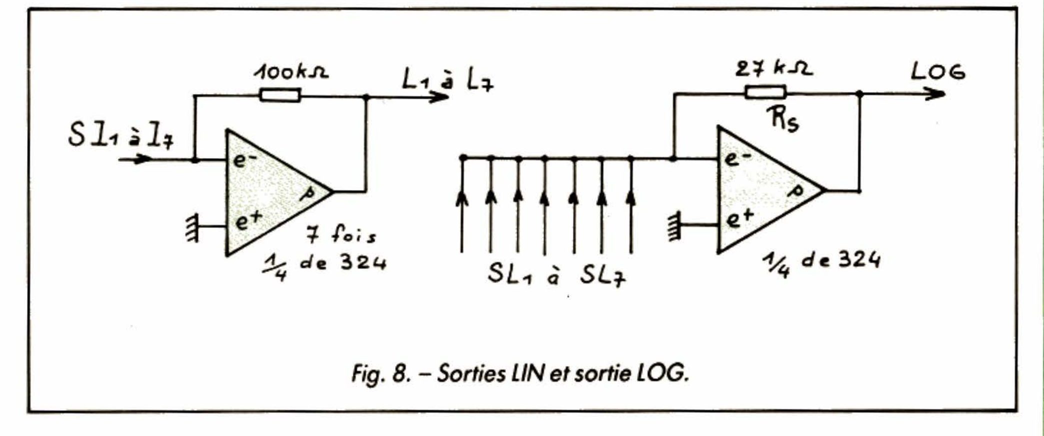


Fig. 8. – Sorties LIN et sortie LOG.

2. Liste des composants

8 × 3N211 ou similaire
32 × 1N4148
2 × LM324
8 × 150 Ω 1/4 W
8 × 5,6 kΩ 1/4 W (R_3)
8 × 6,8 kΩ 1/4 W

1 × 22 kΩ 1/4 W
7 × 47 kΩ 1/4 W
8 × 100 kΩ 1/4 W
8 × 680 kΩ 1/4 W
8 × 750 kΩ 1/4 W
7 × 6,8 pF
8 × 47 pF
16 × 100 pF
26 × 0,1 µF mc
8 × C_2 (selon L)

8 ajustables diamètre 8 mm 22 kΩ
7 ajustables diamètre 8 mm 220 kΩ
7 ajustables diamètre 8 mm 470 kΩ

8 transfos 10,7 MHz 7 × 7 mm du commerce ou à commander à l'auteur
2 supports DIL tulipe 2 × 7 broches
10 traversées Erie EO16
1 connecteur mâle Subclic de châssis
1 barrette à picots 2 × 5, pas de 2,54 mm
1 connecteur 2 × 5 à sertir sur câble plat
30 cm de câble plat 10 fils, couleurs différentes, si possible
1 circuit imprimé
1 boîtier

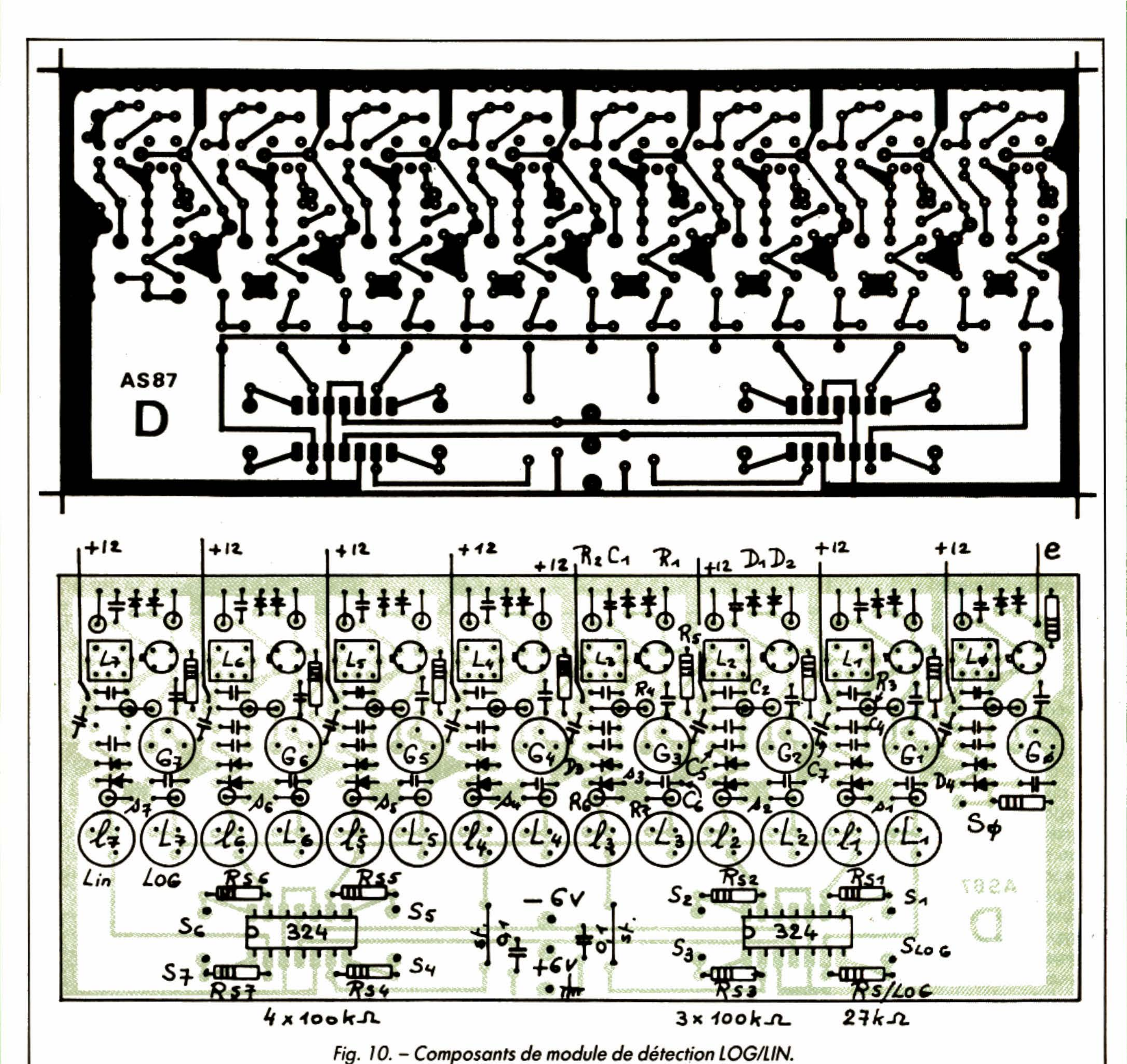


Fig. 10. – Composants de module de détection LOG/LIN.

Haut Bas
7 o o
6 o o
5 o o LOG
4 o o 1
3 o o 2

Fig. 9. – CI du détecteur LOG/LIN.

nous avons jugé urgent d'abandonner ce type de coffret que le fabricant n'a certainement jamais utilisé ! (Sinon, il aurait fait autre chose !) On n'est jamais si bien servi que par soi-même ! Nous avons donc décidé de plier... encore... de la tôle !

Le fer-blanc ou fer étamé est ce matériau « noble » qui sert à faire toutes nos boîtes de conserve. Mais curieusement, on le trouve difficilement ! Nous avons contacté Weber Métaux, 9, rue du Poitou, 75003 Paris. Cette maison vend effectivement du fer-blanc, en feuilles de 760 × 560 mm, en plusieurs épaisseurs. Le 5/10 est disponible (49/100 !). Les Parisiens

pourront donc se déplacer pour en avoir. Pour les autres, la maison Electronique Diffusion va en stocker et, de plus, prédécouper les feuilles à des dimensions plus compatibles avec les expéditions. Donc, pas de problème d'appro !

Le découpage du fer-blanc doit se faire à la cisaille non déformante (EDMA). Chaque boîtier comprend trois pai ties : deux couvercles à re bords identiques et la ceinture des quatre parois. Nous allons exposer notre procédé de fabrication, le principe étant d'utiliser le circuit imprimé qui doit se mettre dans le boîtier en guise de gabarit et même de forme de pliage.

– Découper une bande de 35 mm de large et de longueur suffisante. Ici, ce sera 50 cm. Couper bien droit. Poncer les coupes. Mettre une extrémité à l'équerre.

– A l'aide du CI mis à ses dimensions exactes et définitives, porter la longueur du premier petit côté. Nous plions directement sur l'équerre d'ajusteur, en serrant dans un bon étau. Rabattre avec une planchette et finir le pli avec marteau + cale de bois dur.

– Reporter alors la longueur du grand côté suivant. Plier de même.

– Reporter la longueur du second petit côté. Plier.

– Couper le dernier côté à bonne longueur en prévoyant une jonction en superposition.

– Si vous avez bien travaillé, le CI doit entrer dans la ceinture, sans jeu ni frottement trop dur. Le placer et maintenir l'ensemble serré par un fort bracelet de caoutchouc. Souder le raccord par deux points solides, à 5 mm des bords environ.

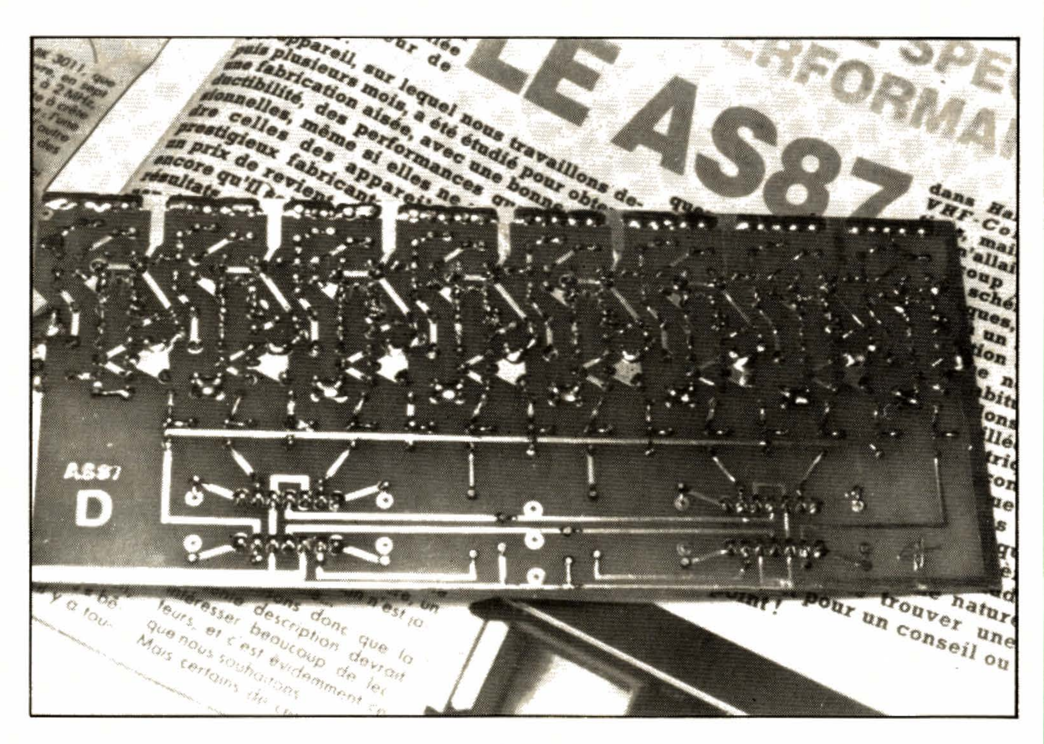
– Préparer les plaquettes de couvercles, en prévoyant des rebords de 6 mm environ.

– Placer le CI au ras des bords d'un côté. Il doit tenir. Se servir de la ceinture pour tracer les plis à faire sur le couvercle.

– Faire les plis des rebords



La platine du détecteur LOG/LIN, avec ses composants.



Le verso du détecteur. Un circuit propre est un facteur de succès !

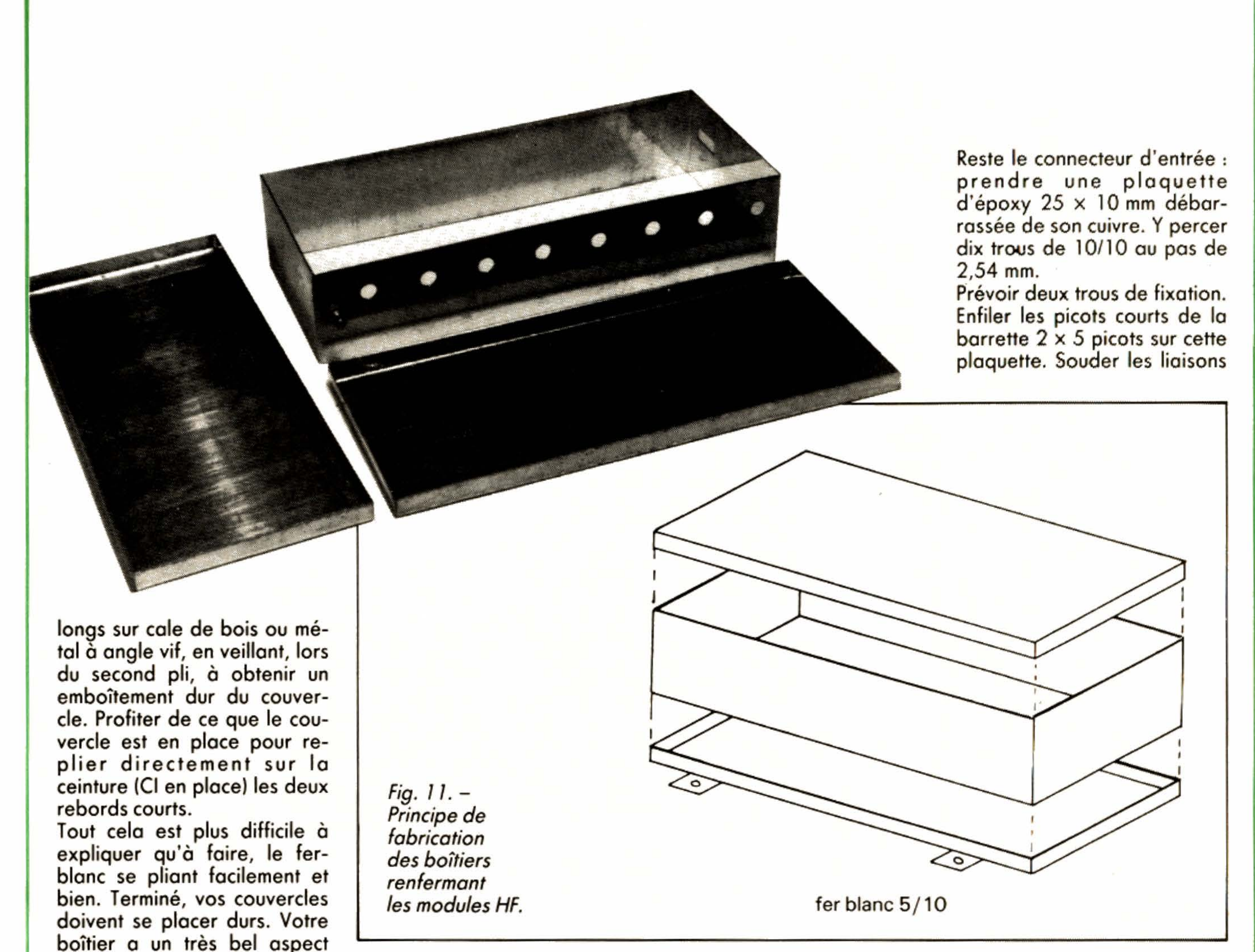


Fig. 11. – Principe de fabrication des boîtiers renfermant les modules HF.

Reste le connecteur d'entrée : prendre une plaquette d'époxy 25 × 10 mm débarrassée de son cuivre. Y percer dix trous de 10/10 au pas de 2,54 mm.
Prévoir deux trous de fixation. Enfiler les picots courts de la barrette 2 × 5 picots sur cette plaquette. Souder les liaisons

longs sur cale de bois ou métal à angle vif, en veillant, lors du second pli, à obtenir un emboîtement dur du couvercle. Profiter de ce que le couvercle est en place pour replier directement sur la ceinture (CI en place) les deux rebords courts.
Tout cela est plus difficile à expliquer qu'à faire, le fer-blanc se pliant facilement et bien. Terminé, vos couvercles doivent se placer durs. Votre boîtier a un très bel aspect et... il ne vous aura pas coûté cher !
La fixation se fait par le couvercle inférieur sous lequel on soude deux bandes de 10 mm de large, dépassant de 10 mm de chaque côté. Percer des trous de 3 mm. En fait, c'est le couvercle inférieur qui se fixe. Puis on emboîte la ceinture portant l'électronique ; enfin on ferme avec le couvercle supérieur ! Facilité de montage et d'intervention garantie !
Percer sur les parois les trous de passage des différentes sorties : trous de 5,5 mm pour les EO16, de 4,5 mm pour le connecteur, et découpe de 14 × 5 mm pour le connecteur de sortie. Les premiers à 11 mm du rebord haut, à peu près en face des transfos HF. Le connecteur à 18 mm du haut. La découpe sur le côté gauche du boîtier.

5. Pose des composants

Se reporter à la figure 10. Ce n'est pas une mince affaire ! Il y a en effet quelque 500 soudures à effectuer ! Mais le travail est essentiellement répétitif, donc facile.
On commencera par repérer très soigneusement les différents composants, le marquage sur la figure 10 n'étant pas particulièrement lisible, compte tenu de la densité d'implantation. Puis... au travail !
Remarquer la pose différente de la résistance R_1 de l'étage d'entrée, pour meilleur accès au connecteur. Egalement la résistance de charge de 680 kΩ du détecteur du même premier étage.
Les FET ont été montés sur supports, ceux-ci réalisés avec des contacts tulipe, extraits de barrettes tronçonnables. On peut ainsi placer les FET au dernier moment et les déposer facilement pour test ou échange. On peut aussi, bien sûr, souder ces composants. Le faire alors en dernier.
Le CI complètement câblé, poncer les soudures, brosser la limaille et nettoyer à l'acétone. Un CI propre se vérifie bien plus facilement ! Faire cela à la loupe pour dépister d'éventuelles mauvaises soudures.
Après cette revue de détail, installer le CI dans le boîtier, en laissant 7 à 8 mm entre plaquette et fond. L'immobiliser par quelques points de soudure, sur chaque côté.
Relier les entrées + 12 V aux traversées Erie. Idem pour le +/− 6 V. Relier l'entrée au connecteur Subclic.

en fil genre wrapping. Les soudures immobilisent la barrette à picots. Monter sur le boîtier. Relier aux points convenables du CI. Noter le brochage préconisé sur la figure. Il vaut mieux s'y conformer pour avoir des modules éventuellement interchangeables. C'est parfois très utile (brochage vu de l'intérieur du boîtier) !

MISE EN SERVICE REGLAGES

Procéder à une vérification minutieuse de la platine. Mettre en place les FETs double porte, si des supports ont été prévus. A l'extérieur du boîtier, relier les huit entrées + 12 V. Relier à la source

d'alimentation, qui sera du type secteur pour une mise en œuvre plus facile. Prévoir un fil de masse. Nous avons monté, pour cela une cosse de masse serrée sous le filtre E016 de traversée du dernier étage détecteur. Connecter enfin le +/– 6 V. Mettre en place les deux LM324.

Il faut, en principe, disposer d'un très bon générateur HF délivrant la fréquence de 9 216 MHz sous niveau calibré et atténuable à souhait. Régler l'atténuateur de ce générateur pour un niveau de sortie de – 15 dBm, ce qui correspond à 40 mV_{eff} sous 50 Ω.

Mettre le module sous tension et injecter le signal HF. Connecter un voltmètre à haute impédance (10 MΩ), par exemple un multimètre numérique sur la sortie du premier étage, donc au point S_0. Accorder l'inductance L pour un maximum de déviation. Régler le gain (G_0) pour obtenir – 4,25 V. Revenir au moins une fois sur ces deux réglages.

Passer maintenant à l'étage suivant. Procéder de même : accord de L au maximum, puis réglage du gain pour une tension détectée de – 16 V. Régler en même temps l'ajustable 1_n pour mesurer + 3,15 V sur la sortie linéaire concernée.

Procéder successivement de la même manière pour les autres étages. Revenir au moins une fois sur l'ensemble de ces réglages, toujours faits dans le sens ci-dessus, de l'étage 0 à l'étage 7. Après cela, tous les étages, de 1 à 7, délivrent – 16 V, à l'accord exact, en sortie détectée, et + 3,15 V en sortie linéaire.

Connecter le voltmètre sur la sortie LOG. Ramener le niveau du générateur à – 85 dBm. Régler alors les ajustables L_n pour obtenir les niveaux indiqués dans le tableau suivant, ceci en revenant, de 10 en 10 dBm, aux – 15 dBm des premiers réglages, l'ordre de

Niveau en dBm	– 85	– 75	– 65	– 55	– 45	– 35	– 25	– 15
S_{LOG} en V	+ 0,35	+ 0,75	+ 1,15	+ 1,55	+ 1,95	+ 2,35	+ 2,75	+ 3,15

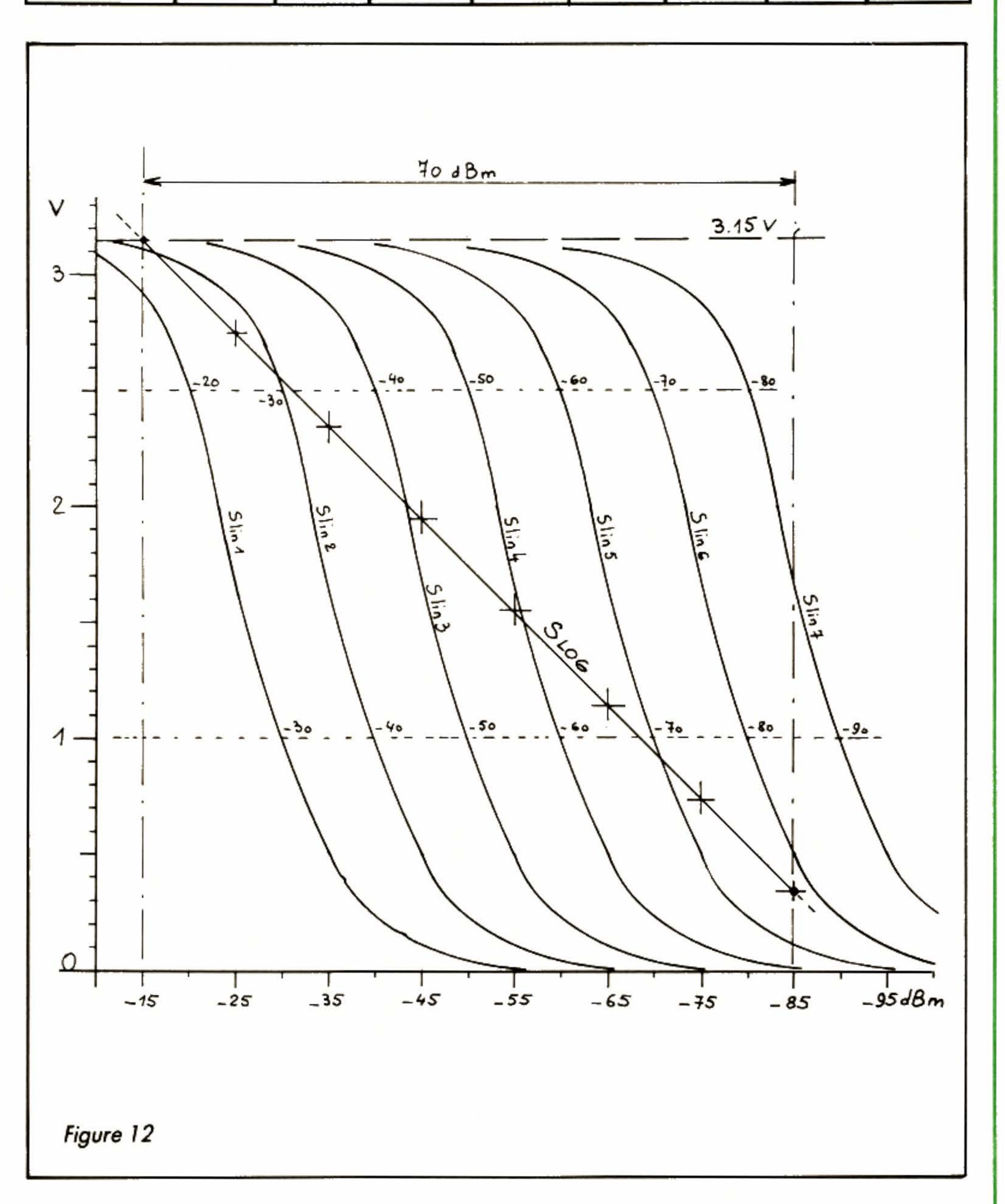


Figure 12

travail étant l'inverse du précédent, soit de l'étage 7 à l'étage 1.

Ne pas oublier que ces valeurs provoqueront la déviation verticale du spot de l'oscilloscope, incorporé ou non. Ce type d'appareil n'ayant jamais une précision supérieure à quelques %, il ne faudra tout de même pas « couper les cheveux en quatre » ! Si l'on arrive à une erreur maximale de 1 %, on pourra s'estimer très satisfait ! Rappelons que 1 % sur 1,95, par exemple, correspond à 0,02, soit un résultat compris entre 1,93 et 1,97 ! Bien sûr, les erreurs sont plus difficiles à traquer dans les niveaux les plus faibles.

Quoi qu'il en soit, le module décrit permet une mesure des

niveaux avec une très grande précision. C'est ce que n'aurait certainement pas fait un circuit intégré du type CA 3189, de détection FM (ou des équivalents d'autres fabricants). Ces circuits, préconisés par certains pour une détection LOG, ont en fait une courbe de réponse assez peu satisfaisante, du moins si nous en croyons les quelques essais que nous avons faits. Par ailleurs, avec de tels circuits, il est impossible de prévoir les sorties « linéaires » permettant de travailler plus finement dans une fourchette réduite de niveaux. Donc, même si notre module vous semble un peu compliqué, croyez bien que ce n'est pas du tout pour le plaisir de ne pas faire simple, que nous l'avons choisi !

La figure 12 donne toutes les courbes de sorties, linéaires et LOG, dont vous devez vous approcher pour un bon résultat. Elles vous situent par ailleurs, très exactement, le niveau d'utilisation d'une sortie donnée. On peut constater que, en fait, le fonctionnement n'est pas aussi simpliste que cela avait été indiqué dans les premières lignes de ce chapitre. On remarquera que, à un niveau donné, plusieurs étages consécutifs débitent simultanément, donnant le niveau LOG requis. Mais, comme cela se voit fort bien, chaque étage est en décalage de 10 dBm par rapport à son voisin ! Et c'est là toute l'astuce de la solution !

Si vous n'avez pas de générateur, dur ! Dur ! Mais, pour ce module et du moins provisoirement, vous pouvez monter un oscillateur à quartz 9 216 MHz et vous en servir pour l'alignement. Pour le calage en fréquence, on ne peut rêver mieux ! Pour les niveaux, si vous sortez bien les 40 mV$_{eff}$ requis, vous pourrez caler tous les étages à – 16 V, puis... vous contenter de positionner tous les ajustables de sortie LOG à mi-course ! En fait, votre module sera très près du bon réglage. Il vous permettra de poursuivre la réalisation sans problème particulier. L'auteur pourra également vous régler ce module, à condition qu'il soit opérationnel et parfaitement réalisé. Nous contacter alors pour connaître les conditions de cette opération.

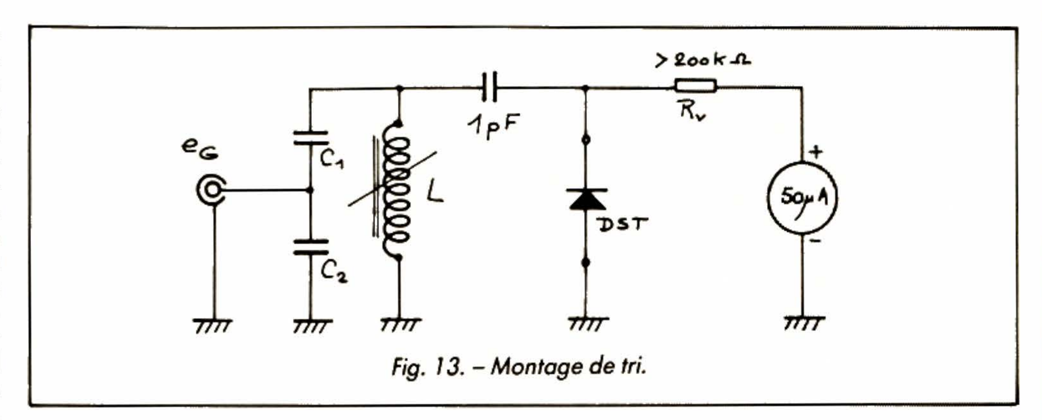


Fig. 13. – Montage de tri.

Si vous êtes un « pinailleur », vous serez persuadé que les divers étages ne peuvent donner des résultats identiques que si... leurs composants sont aussi identiques ! Les résistances et condensateurs se mesurent facilement. Mais les résultats dépendent surtout de la similitude des diodes utilisées dans le doubleur de tension détectée : D_3 et D_4. Pour vous, nous proposons le montage de tri de la figure 13. Vous achetez un bon paquet de diodes et vous les triez pour des tensions de sorties égales. La bobine L est l'une des inductances du module. Le générateur l'attaque à basse impédance. Régler le niveau pour une déviation de 25 µA environ et... classez vos diodes ! A titre informatif, l'auteur n'a pas procédé à cette opération, prenant des diodes « tout venant » !

Nous en resterons là pour ce mois. Dans le prochain numéro, nous décrirons probablement le module des bandes passantes et celui du troisième mixer. A ce moment, Electronique-Diffusion sera en mesure de vous fournir très vite tout ce qui vous sera nécessaire, et en particulier les circuits imprimés.

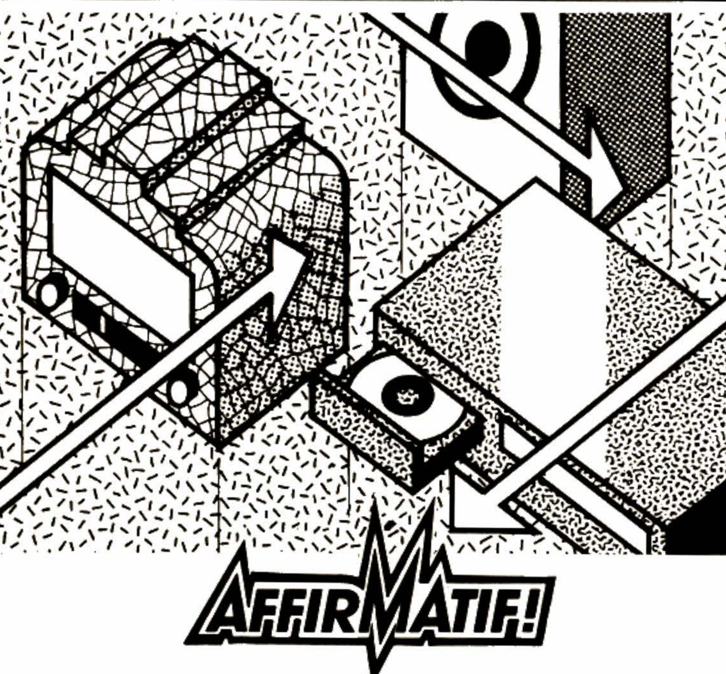
Par ailleurs, le module du troisième mixer requiert sept bobines 10 × 10 mm Neosid spécialement bobinées. Nous indiquerons dans l'article la manière de réaliser ces bobines mais, si vraiment vous vous sentez incapable d'effectuer ce travail, l'auteur pourra vous fournir le jeu complet prêt à la pose. Si vous êtes dans ce cas, pensez au délai de fabrication et n'hésitez pas à prendre les devants, faute de quoi vous risquez d'attendre, au moment où ces bobines vous seront nécessaires. Nous pouvons aussi vous fournir les huit bobines du module de détection décrit dans ces lignes. Nous contacter directement ou *via* la revue.

F. THOBOIS

ERRATA. Fig. 3 p. 133 n° 1745 L_{130} ne doit pas être reliée à PCH5 mais à PCH4 (+ 24 V).

LISTE DES COMPOSANTS

8 3N 211 ou similaire
32 1N 4148
2 LM324
8 150 Ω 1/4 W (R_2)
8 5.6 kΩ 1/4 W (R_3)
8 6.8 kΩ 1/4 W (R_5)
1 27 kΩ 1/4 W (R_L)
7 100 kΩ 1/4 W (R_l)
8 100 kΩ 1/4 W (R_4)
7 390 kΩ 1/4 W (R_6)
8 680 kΩ 1/4 W (R_1)
8 680 kΩ 1/4 W (R_7)
7 6.8 pF (C_4)
8 100 pF (C_2)
16 100 pF (C_5, C_6)
26 0,1 µF MC (C_1, C_3, C_7)
NB : valeurs de R_3 et C_2 convenant pour bobines fournies par l'auteur.
8 ajustables ⌀ 8 mm 10 kΩ (P_G)
7 ajustables ⌀ 8 mm 220 kΩ (P_l)
7 ajustables ⌀ 8 mm 470 kΩ (P_L)
8 transfos 10,7 MHz 7 × 7 mm du commerce ou à commander à l'auteur.
2 supports DIL tulipe 2 × 7 broches
10 traversées ERIE EO16
1 connecteur mâle Subclic de châssis
1 barrette à picots 2 × 5, pas de 2,54 mm
1 connecteur 2 × 5 à sertir sur câble plat
30 cm de câble plat 10 fils, couleurs différentes, si possible
1 circuit imprimé
1 boîtier

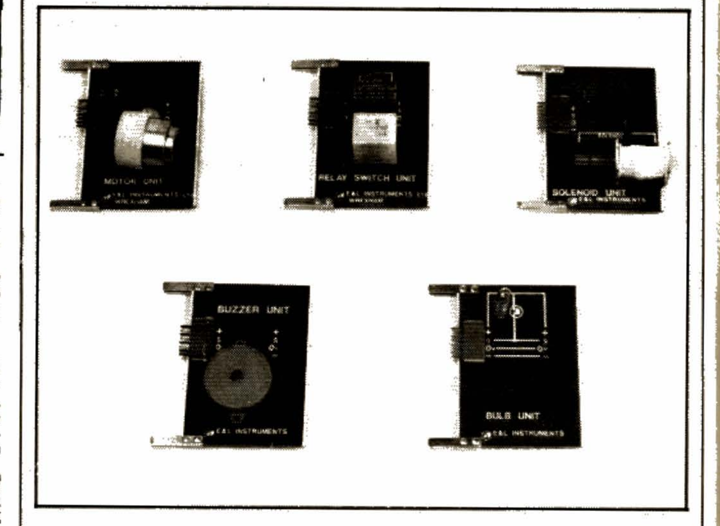


BLOC NOTES

MODULES DIDACTIQUES

Conçu par E+L Instruments, une société spécialisée dans le domaine de la formation et de l'enseignement de l'électronique, cet ensemble repose sur la réalisation de montages pratiques, effectués à partir de modules, ayant leurs fonctions propres, et dont l'assemblage permet de constituer des systèmes proches de ceux rencontrés dans la vie de tous les jours.

capteurs de présence, d'humidité, de chaleur, etc., d'une unité de traitement des informations reçues, enfin, d'un dispositif d'alarme, d'inondation, de fermeture de porte, etc. Les modules de montages électroniques se présentent sous forme de circuits individuels, possédant leurs connecteurs et leurs barrettes de liaison. Leurs fonctions spécifiques sont sérigraphiées en façade, ainsi que



Cette conception de l'enseignement de l'électronique a pour but de sensibiliser et d'intéresser de tout jeunes étudiants, sans risquer de les rebuter dès le départ par des montages faisant appel à des connaissances, déjà étendues, des lois physiques de l'électronique et de certains aspects complexes des composants. Associés par simple encartage, ces modules reposent sur le principe qu'un système électronique, quel qu'il soit, se compose d'entrées, d'une unité de traitement, de sorties, qui associées, sont destinées à délivrer un signal ou remplir une fonction.

Par exemple : un système d'alarme pourra comporter des

leurs instructions particulières d'emploi.

L'ensemble comporte un jeu de 52 modules de 28 fonctions différentes, permettant l'étude de montages électroniques par cinq groupes de deux élèves, certaines fonctions étant traitées en alternance. Des supports didactiques, illustrés de blocs diagramme, proposant des montages et complétés de questionnaires de mise à niveau des connaissances, donnent ainsi la possibilité d'étudier l'électronique par des expérimentations pratiques.

Distributeur : Gradco France, 48, rue de Londres, 75008 Paris. Tél. : (1) 42.94.99.69.

SECONDES - MINUTES - HEURES - JOURS DU MOIS JOURS DE LA SEMAINE - FREQUENCES ULTRA PRECISES

HORLOGE-ETALON FRANCE INTER

Avoir l'heure exacte, à une toute petite fraction de seconde près, et avec changement automatique été-hiver, c'est possible grâce aux signaux et données horaires que France Inter diffuse en modulation de phase. Ces données tiennent même compte de cette « seconde intercalaire » par laquelle on adapte, à peu près une fois par an, notre échelle de temps à la rotation de notre terre.
La porteuse de France Inter est un étalon de fréquence de très haute précision. Une horloge pilotée par la modulation de phase de cette porteuse peut ainsi produire, accessoirement, un mégahertz ultra-précis auquel on pourra asservir toutes sortes d'autres fréquences.
Pour certaines fonctions d'une telle horloge-pilote, le microprocesseur peut offrir des solutions élégantes. Voire des solutions d'élite puisque réservées exclusivement à ceux de nos lecteurs qui disposent de quoi graver une mémoire, de quoi vérifier un programme. De plus, le microprocesseur est polluant, du point de vue radioélectrique. Quand il s'agit de faire cohabiter, dans un même boîtier, une logique avec un récepteur, voire avec son antenne, il vaut ainsi mieux que cette logique soit câblée.

LES SIGNAUX

Le nouveau code

Le code heure-date de France Inter ayant été modifié en février 1986, nous avons adressé, notamment au diffuseur (TDF), de multiples demandes de renseignements au sujet du nouveau code. En effet, nous aurions aimé pouvoir fonder cette publication sur un communiqué officiel, tel qu'on peut l'obtenir auprès des autres diffuseurs européens de signaux ou données horaires. Cependant, nous avons dû nous contenter d'un article [1]* publié sous l'égide du CCETT. Cet article nous a été aimablement communiqué par le service de presse de TDF. Il contient, dans la mesure où nous pouvons en juger, toutes les modifications qui ont été apportées au code horaire France Inter.
Nous tenons à signaler à nos lecteurs une autre publication [2] relatant une importante et efficace contribution privée dont bénéficie le système de diffusion de données de TDF. D'après les informations en notre possession, les données heure-date de France Inter font cependant toujours partie d'un service public. Il serait donc erroné de supposer que l'heure exacte ait été privatisée et que les décodeurs heure-date France Inter seraient soumis à la même législation que les décodeurs Canal Plus.

Un dixième de chaque seconde nous intéresse

Alors que le programme radiophonique de France Inter est diffusé en modulation d'amplitude, les données le sont en modulation de phase [3]. Ainsi, la transmission des données ne peut perturber l'émission radiophonique. Des perturbations dans l'autre sens sont faciles à éviter par une démodulation appropriée.
La transmission des données est organisée en séquences de secondes et de minutes. Les premières 59 secondes de chaque minute présentent une même structure informatique.
La figure 1 montre que chacune de ces secondes comporte une configuration fixe, sous forme d'un palier de référence de 100 ms suivi d'une onde triangulaire (excursion de crête de $\pm \pi$). Du fait des inévitables perturbations, cette configuration fixe sera reçue avec des erreurs de récurrence pouvant atteindre $\pm$ 1 ms. En effectuant un cal-

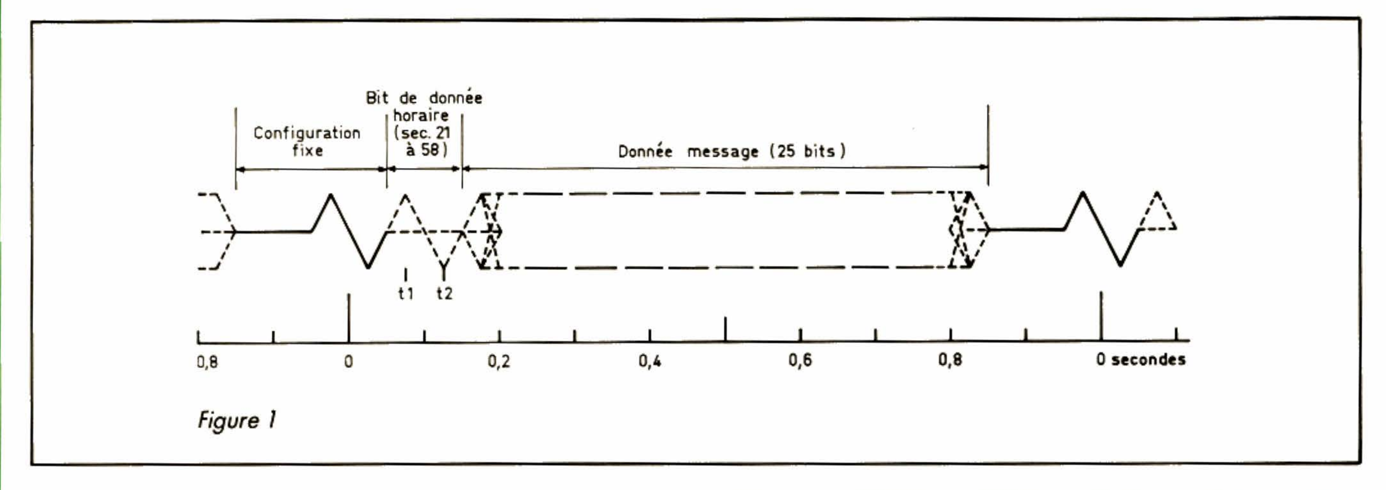


Figure 1

cul de moyenne sur un grand nombre de secondes [4], et en tenant compte des divers retards (propagation, filtrage, décodage), on peut néanmoins reconstituer l'heure à quelques microsecondes près. Pareille précision n'étant pas le but de la réalisation décrite, la configuration fixe de la figure 1 n'y sera pas utilisée.

On se contentera de décoder exclusivement le dixième de seconde qui suit et qui contient un bit des données heure-date, pendant les secondes 21 à 58 de chaque minute.

Ce bit vaut « 0 » quand la position de phase reste fixe pendant ces 100 ms. Il vaut « 1 » quand une alternance positive se produit à l'instant t_1, et une alternance négative à l'instant t_2.

Une seule alternance, aux instants t_1 ou t_2, sera considérée comme une perturbation et on concluera sur « 0 ». En effet, le type de perturbation qu'on doit craindre, en l'occurrence, n'est pas le bruit blanc ou gaussien qui affecte la transmission par satellites, mais bien l'impulsion sporadique résultant d'une décharge atmosphérique, de la fermeture d'un interrupteur, du démarrage d'un réfrigérateur ou d'un monte-charge. Ces perturbations déterminent, le plus souvent, des excursions unilatérales de phase, et il est bien peu probable qu'une telle perturbation se présente dans des conditions d'amplitude et de phase telle qu'elle efface une alternance du signal utile.

En cas de forte perturbation, il arrive qu'on constate une même polarité aux instants t_1 et t_2, voire une alternance négative en t_1 et une positive en t_2. En cas de pareilles erreurs de transmission, le circuit décrit fait que le message de la minute en cours n'est pas pris en compte. En pareil cas, l'horloge continue sur sa base de temps propre, laquelle est très précise du fait de son asservissement sur la porteuse de l'émetteur.

Le code des « 0 » et « 1 » des données heure-date est illustré par la figure 2. Ce code est identique à celui qui avait été utilisé dans le passé [5], et connu sous le nom de «code DCF » [6].

Pendant les secondes 0 à 19 de chaque minute, l'information émise aux instants t_1 et t_2 peut signaler des changements d'heure (hiver-été), des jours ou veilles de fête, les antennes utilisées à l'émetteur, ainsi que des données de service. Le circuit décrit n'exploite ni ces informations, ni le message de 25 bits qui est diffusé pendant les 25 ms de chaque seconde (0 à 58) et qui est sans rapport avec les informations horaires. Actuellement, ce message n'est diffusé qu'entre les minutes 5 et 55 de chaque heure.

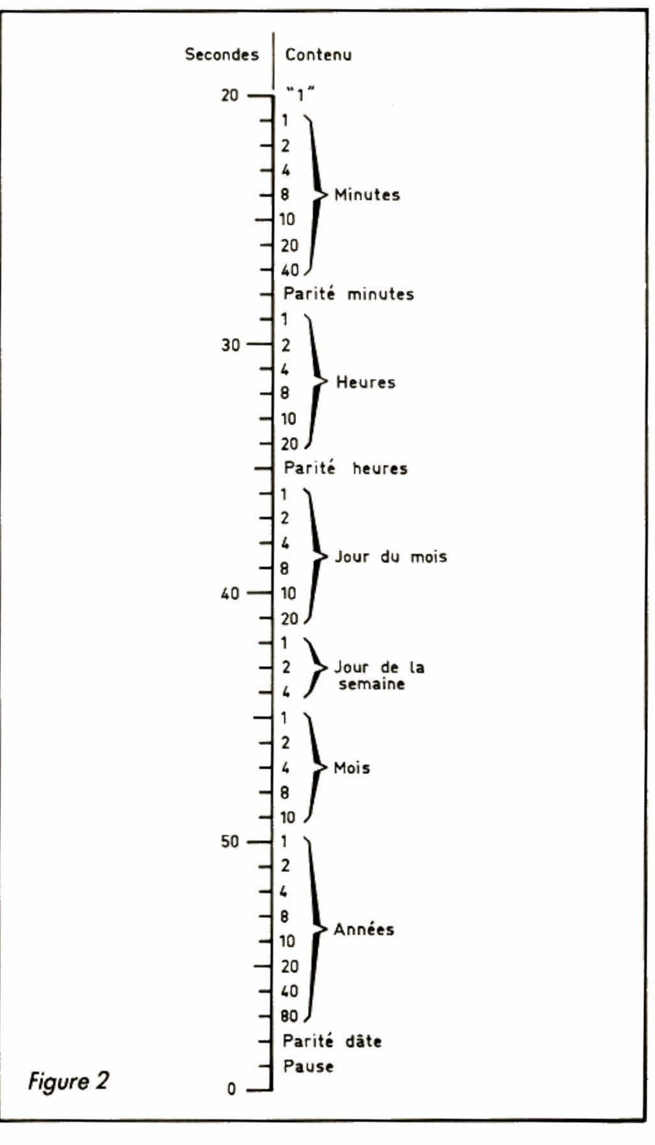
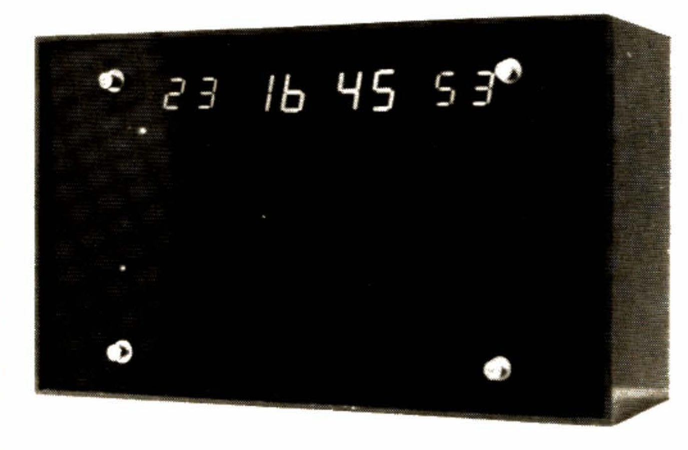


Figure 2

Silence en fin de minute

A la fin de chaque minute, la position de phase de l'émetteur reste, comme le montre la figure 3, pendant 1 075 à 1 900 ms sur sa valeur de référence. Pour détecter ce palier, on peut utiliser un compteur binaire de millisecondes, lequel se trouve remis à zéro par tout écart de phase dépassant $\pi/2$. Si (et seulement si) une pareille remise à zéro a lieu quand ce compteur a dépassé $2^{10} = 1\,024$ ms, sans avoir atteint $2^{11} = 2\,048$ ms, on peut admettre qu'elle correspond au repère de synchronisation qui se trouve indiqué dans la partie droite de la figure 3.

Quand l'émetteur est coupé ou quand sa modulation fait défaut, le circuit de réception risque de confondre une perturbation avec le repère de synchronisation. Pour que cela n'affecte pas l'horloge, on soumet le repère de fin de minute à d'autres vérifications. Ainsi, on admet ce repère comme vrai seulement si le précédent a eu lieu 60 ± 0,5 s auparavant, et si on a bien reçu un « 1 » à la 20e seconde (cf. fig. 2) de la minute qui précède. S'il répond à ces vérifications, le repère est utilisé pour la remise à zéro du compteur des secondes et des décades qui précèdent. Le cas échéant, il peut également être utilisé, comme on le verra plus loin, pour initialiser la mise ou la remise à l'heure de l'horloge.



L'horloge terminée : jour, heure, minutes et secondes.

La figure 3 montre que le repère de synchronisation intervient en fait 30 à 40 ms avant le vrai début de la seconde. Une partie de cette avance sera compensée par le délai de propagation (1 ms par 300 km) et surtout par le retard dû au circuit de récepteur. Il subsistera, néanmoins, une avance d'au moins 10 ms – tenez-en compte quand vous regardez l'horloge avant de partir pour prendre votre train.

LE RECEPTEUR

L'application envisagée demande un récepteur capable à la fois de démoduler les variations de phase et d'asservir, sur la porteuse de 162 kHz, un quartz standard de fréquence « ronde », 4 MHz par exemple. De plus, on voudra que ce récepteur soit relativement simple et qu'il puisse notamment fonctionner sans bobinage (autre que celui du bâtonnet d'antenne) dans un rayon d'au moins 300 km autour de l'émetteur.

Le principe de la réception synchrone directe satisfait à ces exigences. Il consiste à utiliser un superhétérodyne avec un oscillateur local dont la fréquence est identique à celle de réception. Le résultat est une fréquence intermédiaire nulle qu'on filtre facilement à l'aide d'un simple passe-bas.

Démodulation synchrone directe

L'organigramme de la figure 4 montre une antenne de ferrite suivie d'un préamplificateur. Pour ce dernier, une version apériodique a été élaborée à côté d'une version à bobinage, destinée à des régions ou des conditions de réception délicate et se distinguant par un gain plus élevé ainsi qu'une présélection plus performante.

Le préamplificateur se trouve suivi d'un limiteur et d'un comparateur de phase (modulateur équilibré). Limiteur et comparateur sont contenus dans un circuit intégré S041P.

Par ailleurs, on dispose d'un oscillateur à quartz (4 MHz), comportant une varicap de correction de fréquence. Cette fréquence entre dans un multiplicateur par 0,81 dont le fonctionnement, assez particulier, sera détaillé plus loin. Le résultat de ce 4 MHz × 0,81, soit 3,24 MHz, est ensuite divisé par 20, pour donner la seconde fréquence de 162 kHz qui attaque la seconde entrée du comparateur de phase. Ce dernier délivre le signal démodulé quand l'asservissement, sur la porteuse reçue, est obtenu. Il délivre aussi une composante continue, filtrée par les éléments R et C, et laquelle permet de réaliser cet asservisse-

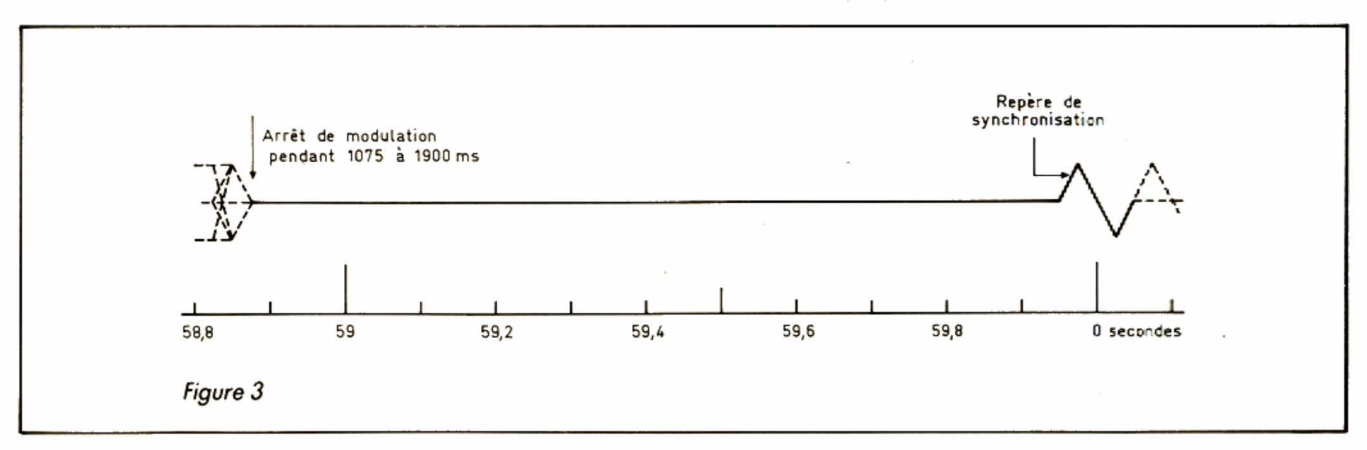


Figure 3

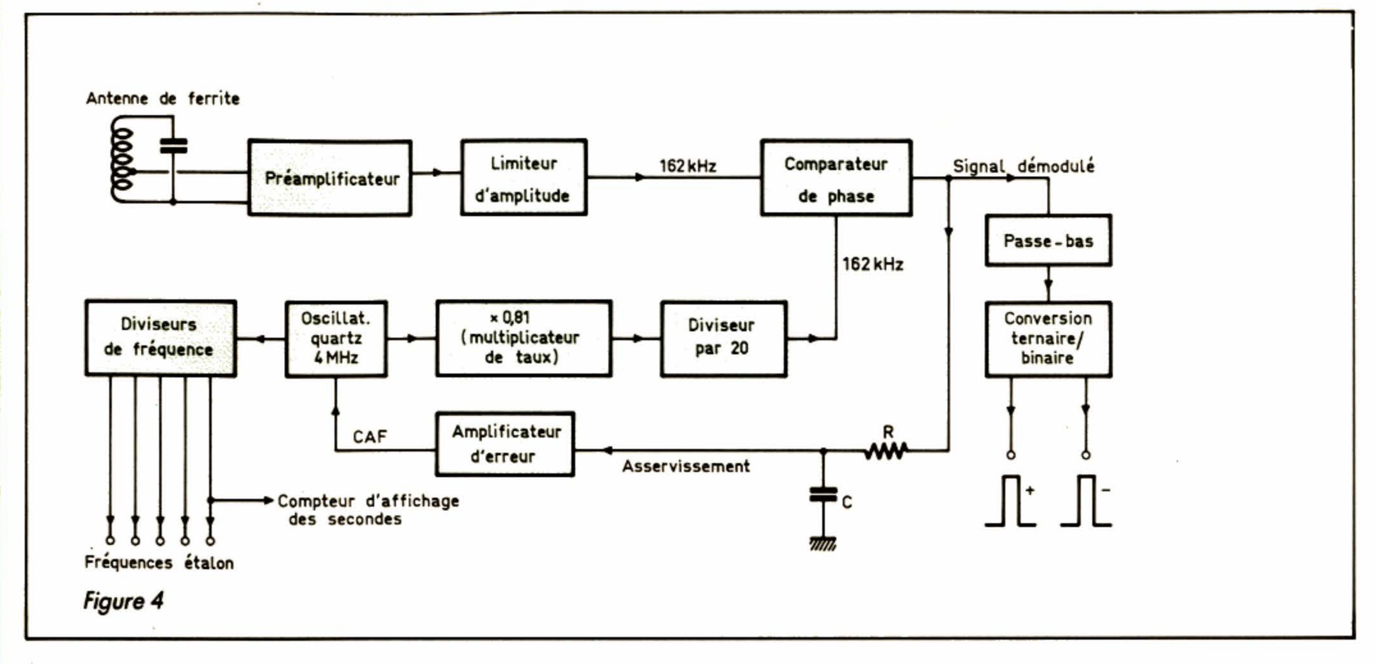
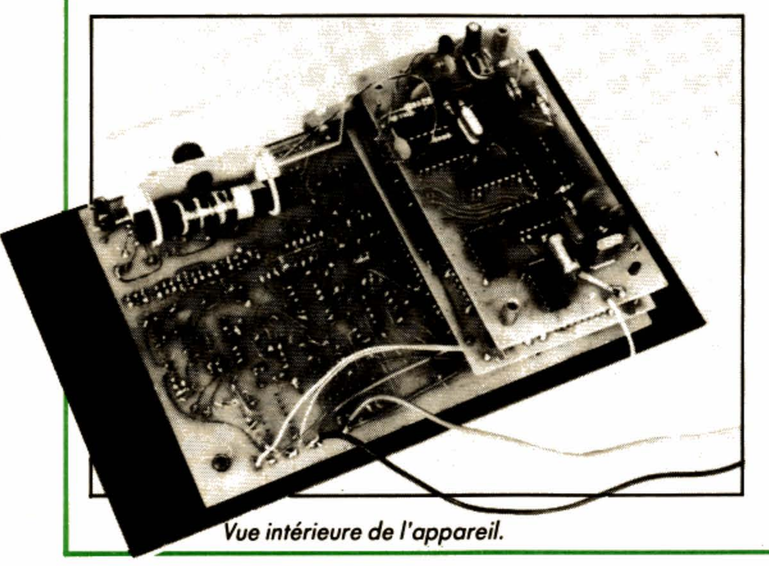


Figure 4

ment sur le principe de la boucle de phase. L'amplificateur d'erreur délivre une tension de commande automatique de fréquence (CAF) qui parvient à la varicap de l'oscillateur. Par ailleurs, ce dernier est suivi de diviseurs qui délivrent des fréquences étalon ainsi que des impulsions qui seront utilisées comme signaux d'horloge... de l'horloge, notamment pour que celle-ci puisse aussi fonctionner en cas de réception perturbée.

Le signal démodulé est filtré par un passe-bas qui le débarrasse de quelques petits restes de modulation d'amplitude. Puis on doit le mettre en forme binaire, pour le traitement ultérieur. La figure 1 avait montré que le signal de réception comporte trois niveaux, « nul » « plus » et « moins ». On doit donc soumettre ce signal ternaire à un convertisseur comportant deux sorties, l'une délivrant une impulsion lors de chaque déviation positive de phase, l'autre lors de chaque déviation négative. Ce n'est qu'en décodant les deux alternances du code qu'on arrive à distinguer efficacement entre signal et perturbation.



Vue intérieure de l'appareil.

Circuits HF et de démodulation

La figure 5 montre que le préamplificateur d'antenne est du type différentiel complémentaire (T_1, T_2). La liaison entre les émetteurs étant à basse impédance, on peut fixer T_1 sur le support d'antenne et effectuer la liaison vers T_2 par un coaxial ou un fil torsadé de plus de dix mètres, si pareil éloignement est nécessaire du fait d'un environnement radioélectrique particulier.

La résistance de charge du préamplificateur, R_1, se trouve suivie d'un « petit filtre ». Par C_4, on dérive les fréquences élevées vers la masse, alors que C_2 empêche les fréquences basses, notamment le 50 Hz, de parvenir au limiteur.

La seconde entrée du comparateur de phase correspond à la broche 7 du S041P. On l'attaque par une résistance élevée (R_{11}) non seulement pour atténuer le signal issu de la synthèse C.MOS à un niveau compatible avec le circuit analogique, mais aussi pour bien obtenir une commande par courant, ce qui est important pour la forme du signal de sortie.

Ce dernier est acheminé, de la broche 8, en trois directions : vers le filtre actif (passe-bas) A_2, vers T_3, tampon d'écouteur (celui-ci sert, comme on le verra plus loin, notamment pour l'accord de l'antenne), et vers l'amplificateur d'erreur, A_1. Ce dernier est précédé du filtre RC de la boucle de phase. On y fait retourner C_{13} au positif de l'alimentation, pour forcer, à la mise sous tension, l'oscillateur sur la fréquence la plus élevée. On évite ainsi tout problème de quartz ne daignant osciller sur sa plus basse fréquence que si l'on le fait « accrocher », auparavant, sur une fréquence plus élevée.

Par R_4 on peut ajuster, en absence de réception, la fréquence du quartz sur sa valeur nominale, de façon que l'horloge reste aussi juste que possible quand la porteuse de

Figure 5

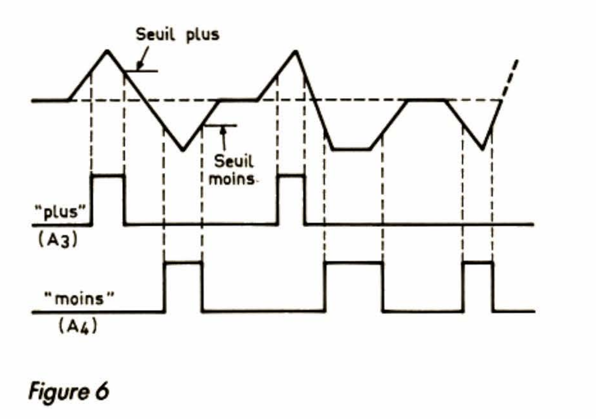


Figure 6

France Inter n'est pas disponible. A défaut du fréquencemètre que cette opération demande, on se contentera d'ajuster R_4 de façon que la tension de son curseur soit égale à celle de la broche 8 du S041P.

Les éléments A_3 et A_4 du quadruple amplificateur opérationnel LM 324 servent de comparateurs. L'un reçoit une tension de référence de 5,4 V sur son entrée « plus », l'autre 4,6 V sur son entrée « moins ». On crée ainsi deux seuils de 0,4 V autour de 5 V. L'amplitude du signal (via C_{14}) étant de 0,7 à 0,8 V, on obtient le diagramme de la figure 6. Ce diagramme montre que la sortie de A_3 ou de A_4 passe à « 1 » dès que la valeur instantanée du signal dépasse l'un ou l'autre des seuils mentionnés.

(à suivre)

H. SCHREIBER

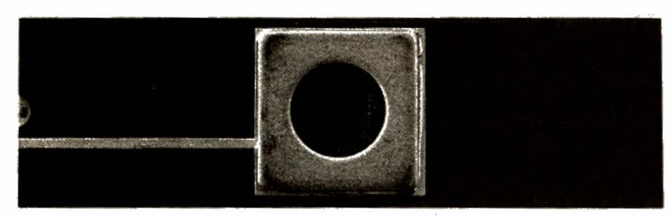
** Ces références seront données en fin d'article.*

LA DOMOTIQUE
ou l'électronique à votre service

Nouveau venu dans la longue liste des mots en « tique », le terme domotique est celui qui découvre toutes les applications domestiques de l'électronique, de la micro-informatique et des télécommunications. Ainsi, un thermostat de chaudière programmable, une alarme téléphonique pour malade ou personne âgée, un répondeur téléphonique intelligent font partie de la domotique.
Compte tenu de notre vocation de journal de vulgarisation, nous ne pouvons nous permettre d'ignorer ce tout nouveau créneau d'application des techniques qui nous sont chères, ce qui nous conduit à vous proposer dès aujourd'hui cette série d'articles.
Le but que nous nous sommes fixé est triple. Nous allons vous donner des idées d'utilisation de l'électronique pour accroître votre confort domestique, nous allons vous montrer comment concrétiser ces idées avec des montages pratiques complets et prêts à l'emploi mais, comme vous aurez très certainement des idées par vous-même et qu'elles ne pourront toutes être traitées dans ces pages, nous allons également vous montrer comment concevoir et réaliser vous-même vos propres montages.
Comme vous pouvez le constater, le programme est chargé et nous allons donc l'entamer sans plus tarder.

LA MAISON « DOMOTIQUE »

Le concept de domotique étant relativement nouveau pour nombre d'entre vous, voici quelques idées, non limitatives bien sûr, de ce qu'il est possible de faire à peu de frais dans une habitation pour améliorer son confort grâce à la domotique.
Un thermostat de chauffage programmable permet de ne chauffer son domicile qu'à bon escient, c'est-à-dire quand les occupants sont réellement présents. Une importante économie peut ainsi être réalisée, surtout dans les familles où personne n'est présent à la maison pendant la journée pour cause de travail ou d'école. Une programmation intelligente permettra, par exemple, de faire remonter la température un peu avant le retour au bercail des occupants afin qu'ils n'aient pas froid en rentrant.
Dans le même ordre d'idée, un thermostat de chauffage télécommandable par téléphone permet de mettre en route son chauffage à distance avant de rentrer afin de trouver, là encore, une maison bien chaude.



Un microcontrôleur de haut de gamme : beaucoup de mémoire, de nombreuses lignes d'entrées/sorties et plusieurs convertisseurs analogiques/digitaux.

Si l'on va un peu plus loin, une téléalarme, c'est-à-dire une alarme ou, plus exactement, une centrale de surveillance par téléphone, permet de savoir ce qui se passe chez vous lorsque vous êtes loin et, si elle est couplée à une télécommande du même type, permet de déclencher l'opération corrective nécessaire.
Divers capteurs, placés en des points stratégiques de votre habitation, permettent d'en accroître la sécurité ou de vous décharger de tâches fastidieuses. Ainsi, un capteur de température sur les tuyaux d'arrivée d'eau permet de commander une électrovanne dès que la température s'abaisse trop et prévient ainsi le gel des conduites. Un détecteur de gaz, placé audessus de votre chaudière ou de votre cuisinière, signale quant à lui toute fuite de gaz avant que ses conséquences ne soient catastrophiques.
Dans un autre ordre d'idée, un détecteur à infrarouge couplé à une cellule photoélectrique et à une minuterie permet de réaliser un éclairage automatique de jardin ou de porte d'entrée particulièrement efficace. Couplé à une circuiterie adéquate, il devient le plus efficace ennemi d'un rôdeur éventuel, et ce, dans le plus parfait silence pour la plus grande joie de vos voisins.
Nous pourrions multiplier les exemples à l'infini car nous n'avons vu là que quelques possibilités offertes par l'électronique et la micro-informatique moderne. Cela n'est pas utile car, d'une part, votre imagination fera le reste et, d'autre part, nous aurons l'occasion, tout au long de cette série, d'aborder d'autres domaines d'utilisation.

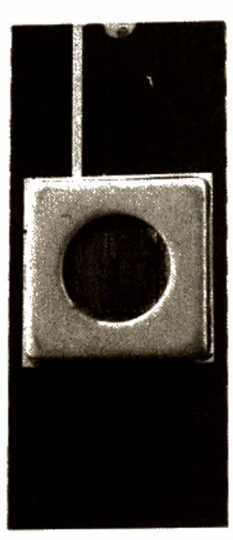
DES CIRCUITS A TOUT FAIRE

Si un certain nombre d'applications vues ci-avant peuvent être réalisées avec des circuits électroniques classiques, logiques et analogiques, il faut, par contre, faire appel à des composants plus évolués lorsque l'on désire doter les montages d'un minimum d'intelligence ou de facultés de

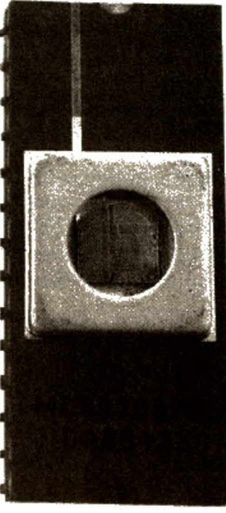




La panoplie des microcontrôleurs de la famille 68705 de Motorola.







communication. Nous allons donc faire appel assez souvent dans cette série à ces merveilles de la microélectronique moderne que sont les micro-contrôleurs appelés encore microprocesseurs « monochips ».

Contrairement à une idée reçue, bien ancrée dans la tête de nombre d'amateurs et de nombre de revendeurs de composants qui se refusent à évoluer car il est plus simple de vendre cher des résistances que de distribuer à leur juste prix des composants performants, les microcontrôleurs ne sont ni plus coûteux ni plus délicats à utiliser que d'autres boîtiers de même niveau d'intégration. Du fait de leurs possibilités de programmation, leurs domaines d'application sont, par contre, quasiment illimités.

Compte tenu de la structure interne de ces microcontrôleurs, nous pouvions vous présenter cette série d'articles de deux façons différentes. Plutôt que de choisir l'une ou l'autre, nous avons décidé de vous offrir les deux. En effet, ces composants renferment, en un seul boîtier, un microprocesseur « classique », de la mémoire de travail, des lignes d'interface et surtout une mémoire de programme qui constitue en fait toute l'intelligence du composant. Nous pouvions donc vous proposer des réalisations utilisant des circuits de ce type déjà programmés avec un programme écrit par nos soins compte tenu de nos besoins et de nos idées (en essayant de les généraliser le plus possible bien sûr), et c'est ce que nous ferons pour certaines applications. Nous pouvions aussi vous fournir toutes les informations nécessaires pour que vous puissiez programmer vous-même ces circuits pour vos propres besoins et c'est également ce que nous ferons car, en cette fin d'année 1987 et avec les moyens dont peut disposer un amateur électronicien, cela ne relève pas de l'utopie.

LES OUTILS NECESSAIRES

Si vous souhaitez réaliser uniquement les applications clés en main que nous vous proposerons, les seuls outils dont vous aurez besoin sont ceux que tout amateur électronicien possède déjà puisque, nous le répétons haut et fort, il n'y a aucune différence à faire entre un montage à microcontrôleur et un montage à circuits intégrés « classiques ».

Si, par contre, vous souhaitez développer vos propres applications, ce à quoi nous vous incitons vivement car c'est nettement plus passionnant, il vous faudra deux outils principaux, bien connus de l'amateur informaticien : un système vous permettant d'écrire des programmes pour le microcontrôleur choisi et un système vous permettant de « charger » ce programme dans la mémoire dudit microcontrôleur. Afin de ne pas vous entraîner dans des dépenses exagérées, nous avons étudié deux solutions particulièrement peu coûteuses pour constituer ces deux outils. En effet, le système d'écriture des programmes peut être constitué par n'importe quel micro-ordinateur, même de bas de gamme, programmable en Basic (c'est le cas de tous les appareils du marché depuis déjà plusieurs années). Le système de programmation, quant à lui, sera à réaliser par vos soins en suivant notre description et ne reviendra qu'à une centaine de francs grâce à un choix judicieux de la famille de microcontrôleurs utilisée dans tous nos montages.

Rassurez-vous, si tout cela vous semble un peu nébuleux car vous n'avez pas encore l'habitude de ces notions, vous allez constater que la situation va très vite se clarifier au fur et à mesure de notre présentation.

LE CHOIX D'UN MICRO-CONTROLEUR

Si les fabricants de microprocesseurs sont nombreux et proposent des produits divers

et concurrents, les fabricants de microcontrôleurs dont les produits sont bien distribués et restent accessibles aux amateurs que nous sommes sont nettement moins répandus. Si l'on veut être objectif, il faut même reconnaître qu'il n'y en a que deux dans ce cas : Intel avec la famille des 803X, 804X et 805X, et Motorola avec la famille des 6804 et 6805.

Ces deux fabricants, qui sont d'ailleurs les deux leaders mondiaux en matière de microprocesseurs, proposent des produits aux caractéristiques voisines qui, à possibilités identiques, sont vendus à des prix du même ordre de grandeur. Faire un choix était donc difficile et nous nous sommes laissé guider par nos goûts personnels qui vont naturellement vers Motorola (les plus anciens d'entre vous, qui ont suivi les descriptions des micro-ordinateurs « Tavernier 6809 » et « TAV85 », auront compris pourquoi !)

Nos capteurs intelligents et nos automates domotiques seront donc à base de microcontrôleurs de la famille 6805 dont nous allons maintenant commencer à vous présenter l'architecture.

LE CONTENU D'UN MICROCONTROLEUR

La figure 1 montre le synoptique interne d'un microcontrôleur quelconque ; synoptique que nous particulariserons ensuite en fonction des divers types de boîtiers à notre disposition.

Un tel circuit est, en fait, un micro-ordinateur complet dans un seul boîtier puisqu'il renferme :

– une unité centrale qui est la partie « pensante » du circuit ;
– de la mémoire vive ou RAM où sont stockés les résultats intermédiaires de calculs ou les données temporaires ;
– de la mémoire morte ou ROM qui contient le programme que va exécuter l'unité centrale ;
– des interfaces qui peuvent revêtir divers aspects selon la vocation du circuit. Cela va des simples lignes d'entrées/sorties parallèles aux convertisseurs analogiques/digitaux en passant par les timers programmables et autres interfaces séries ;
– de la logique permettant une interconnexion simple de ces divers sous-ensembles et réduisant le nombre de composants externes au minimum.

Malgré cette structure très intéressante, un tel composant était hors de portée de l'amateur jusqu'à ces dernières années. En effet, la mémoire de programme interne (la ROM), c'est-à-dire la partie du circuit à particulariser en fonction de l'application désirée ne pouvait être programmée qu'en usine par le fabricant du circuit. On ne savait en effet produire que des microcontrôleurs à ROM programmable par masque, c'est-à-dire dont la programmation faisait partie intégrante de la phase de fabrication du circuit intégré. De ce fait, les microcontrôleurs ne pouvaient être utilisés que dans des applications où un très grand nombre de pièces identiques étaient nécessaires (programmateurs de machines à laver par exemple).

L'évolution des techniques de fabrication de circuits intégrés permet maintenant de produire des microcontrôleurs dont la mémoire de programme interne n'est plus de la ROM mais de l'UVPROM, c'est-à-dire de la mémoire programmable électriquement (avec un montage simple) et effaçable par exposition aux rayons ultraviolets, comme de vulgaires mémoires UVPROM classiques.

De tels circuits peuvent donc être utilisés par des amateurs, car programmables à l'unité « sur un coin d'établi » et effaçables de très nombreuses fois (plusieurs centaines), ce qui est très utile en phase de mise au point d'un montage. Le prix de tels composants reste, par ailleurs, très abordable puisque l'on trouve

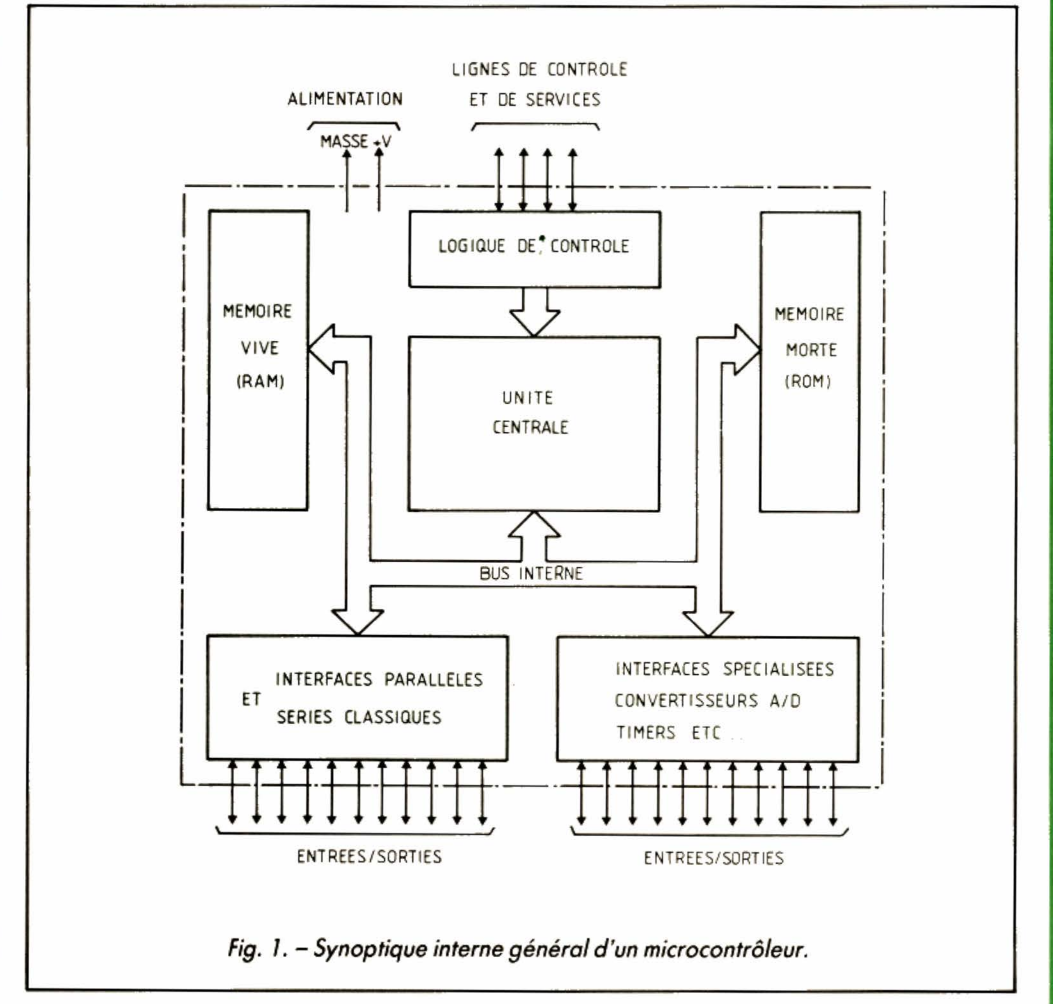


Fig. 1. – Synoptique interne général d'un microcontrôleur.

sans difficulté le plus simple des microcontrôleurs que nous utiliserons à moins de 250 F pièce chez de très nombreux revendeurs (si la demande est forte le prix devrait d'ailleurs baisser sensiblement).

LA STATION DE TRAVAIL

Si vous ne souhaitez nous suivre que dans les descriptions d'applications « clés en main » de cette série, vous n'aurez besoin de rien de particulier comme nous vous l'avons expliqué ci-avant. Si, par contre, vous souhaitez développer vous-mêmes des applications particulières mettant en œuvre des microcontrôleurs, il va vous falloir un certain matériel qui constituera votre station de travail. Ce matériel sera le suivant :

– un système de programmation des divers micro-contrôleurs que nous utiliserons. Ce système fera l'objet d'une description dans notre prochain article et sera très peu coûteux à réaliser ;

– un système d'écriture de programmes avec un assembleur pour les microcontrôleurs utilisés. Ce système pourra être constitué soit par un micro-ordinateur compatible IBM PC avec un cross assembleur 6805, soit par n'importe quel micro-ordinateur programmable en Basic pour lequel nous donnerons le listing complet d'un cross assembleur 6805 écrit en Basic ;

– un système de programmation de mémoires UVPROM qui pourra être soit résident dans le micro-ordinateur utilisé, soit relié temporairement à celui-ci. Nous décrirons un tel programmateur dans cette série mais, vu la solution retenue ci-avant pour notre cross assembleur, il vous sera également possible de faire programmer vos mémoires chez un revendeur de composants quelconque (ils sont de plus en plus nombreux à proposer ce service) ;

– un effaceur de mémoires à ultraviolet qui pourra être soit un modèle du commerce (cher et vraiment pas justifié), soit une réalisation personnelle telle celle ayant fait l'objet d'un montage flash décrit dans *le Haut-Parleur* n° 1743 d'août 1987.

La figure 2 résume tout cela sous forme d'un petit schéma d'ensemble rappelant les fonctions des divers éléments de notre station de travail. Cela peut vous sembler impressionnant ; en fait le prix de revient de l'ensemble reste raisonnable d'autant que le micro-ordinateur est en général déjà disponible, même sous une forme très simple, chez nombre d'entre vous.

En outre, muni de ces divers éléments, vous devenez aussi efficace qu'un petit laboratoire d'études et rien ne vous interdit, si vous avez des idées originales, de proposer vos services à un industriel en mal de commercialisation.

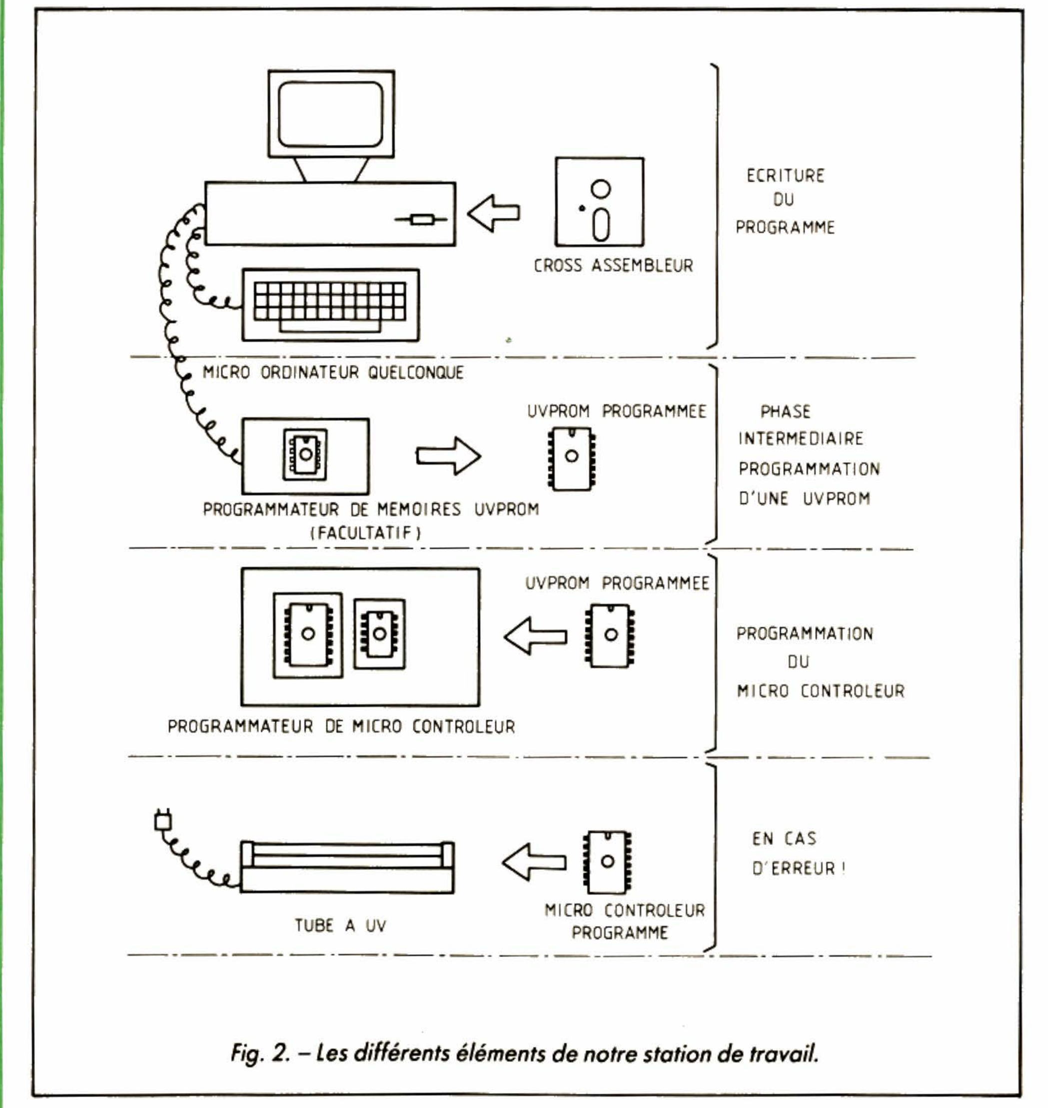


Fig. 2. – Les différents éléments de notre station de travail.

LE 68705P3, UN MICRO-CONTROLEUR A TOUT FAIRE

Le 68705P3 est le plus simple des micro-contrôleurs que nous utiliserons mais cette simplicité toute relative nous permettra tout de même de l'employer dans de nombreuses applications. Si vous êtes un fidèle lecteur du *Haut-Parleur*, vous avez un aperçu de ce que l'on peut en tirer car nous y avons déjà fait appel plusieurs fois. Ce circuit est, en outre, le noyau de toute une famille dont les divers éléments sont des évolutions de ce produit de base. Lorsqu'on le connaît, il est donc facile de passer à l'étude de ses

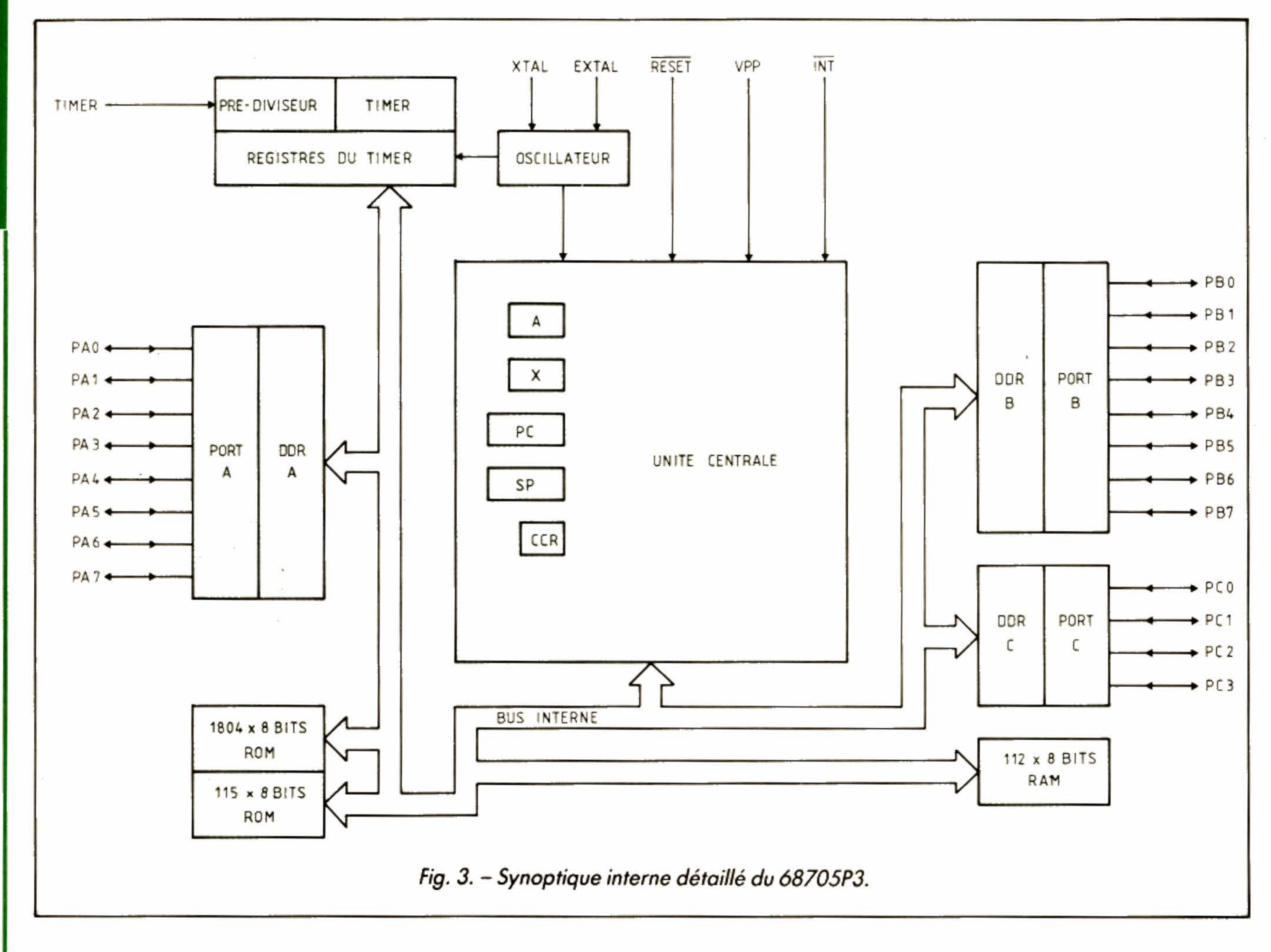


Fig. 3. – Synoptique interne détaillé du 68705P3.

grands frères que sont le 68705U3 ou le 68705R3 que nous allons maintenant commenter.

L'unité centrale de tous les micro-contrôleurs de la famille 6805 est une unité centrale 8 bits, ce qui est logique car on n'a pas besoin, dans ce type d'application, de grandes puissances de calcul. Dans le cas des 6805, il s'agit de versions simplifiées du classique microprocesseur 8 bits qu'est le 6800.

La RAM interne comporte 112 octets affectés à l'utilisateur ce qui est en général largement suffisant pour ne pas dire surabondant, tandis que la ROM ou, plus exactement, l'UVPROM comporte 1 804 octets. Cela peut sembler faible à ceux d'entre vous qui manipulent des micro-ordinateurs et qui sont habitués à beaucoup plus. En fait, c'est suffisant pour la majorité de nos applications domotiques.

Un compteur/décompteur programmable 8 bits précédé d'un prédiviseur, lui aussi programmable, permet toutes les opérations de comptage ou de mesure de temps tandis que 20 lignes d'entrées/sorties, programmables individuellement, en entrées ou en sorties, réalisent l'interfaçage avec le monde extérieur. Elles sont réparties en trois ports : les ports A et B qui comportent chacun huit lignes, et le port C qui n'en comporte que quatre.

Toute la logique nécessaire à la mise en œuvre du circuit est contenue dans le boîtier, y compris l'oscillateur d'horloge pilotable par quartz, bien sûr, mais aussi par une simple résistance ou même, si une précision absolue n'est pas nécessaire, par un simple court-circuit...

Ce boîtier s'alimente sous une tension unique de 5 V et toutes ses pattes sont strictement compatibles des circuits TTL ou CMOS, ce qui facilite grandement son interfaçage avec des familles logiques. Il est livré dans un boîtier céramique (pas de boîtier plastique à cause de la fenêtre nécessaire pour l'UVPROM) à 28 pattes dont nous détaillerons les fonctions dans notre prochain numéro. Nous serons alors à même d'esquisser les premiers schémas d'utilisation du 68705P3.

CONCLUSION

Après l'exposé des généralités liées à la domotique et à la mise en œuvre des micro-contrôleurs auxquels a été consacré ce premier article, nous passerons à la pratique dès le mois prochain avec nos premières réalisations concrètes.

C. TAVERNIER.

BLOC NOTES

HIGH TECH



Le multimètre numérique de Philips PM 2525 se caractérise par une entrée gardée, 5 digits 1/2 (210 000 points) à 4 digits 1/2 (21 000 points). Il est utilisable dans les laboratoires d'études et de développement, dans les services de maintenance (version batterie pour utilisation sur le site). Plusieurs versions sont disponibles selon le type d'interface ou d'option choisie : bus GPIB (IEE-488) ou interface RS 232 C.

Le PM 2525 offre juqu'à 18 fonctions de mesures en standard incluant cinq gammes pour les mesures VDC, VAC, Vcrête, et Veff. (couplage AC + DC) avec une résolution maximale de 1 mV pour une plage de 1 000 V, 8 gammes pour les mesures d'intervalles avec une résolution maximale de 100 pA pour une place de 10 A, 7 gammes pour les mesures de résistances en montage 2 et 4 fils avec une résolution de 10 mΩ pour une plage de 2 MΩ. En outre, cet appareil permet les mesures de fréquence de 0,1 Hz à 20 MHz, de capacités de 10 pF à 200 F, de temps, de température, test diodes avec une résolution de 100 VDC pour une plage de 2 V, les mesures en décibels (VDC et AC).

L'appareil est programmable au moyen d'instructions simples (par exemple « VDC AUTO » pour les mesures de tension DC en changement de gamme automatique). Le format des données de sorties peut être défini aisément par l'utilisateur, ce qui accroît la vitesse du bus et supprime la fonction complexe de séparation de chaîne de caractère.

Distributeur : Philips, division Science et Industrie, 105, rue de Paris, 93002 Bobigny. Tél. : (1) 47.42.80.00.

TOUT DANS LA VALISE



Pas de bon ouvrier sans bons outils... La valise BV-40 de Facom (réf. 2209) renferme quelque 91 outils métriques et en pouces. Et ce n'est d'après Facom qu'une sélection de base que chaque spécialiste peut compléter en matériel propre à son activité : ordinateurs, périphériques, téléphonie, aéronautique, laboratoires, machines-outils, service après-vente, etc. Dans le volumineux catalogue Facom F87, il y a bien d'autres outils intéressant les électroniciens.

Distributeur : Facom, 8, rue Gustave-Eiffel, BP 73, 91423 Morangis Cédex. Tél. : (1) 69.09.34.23.

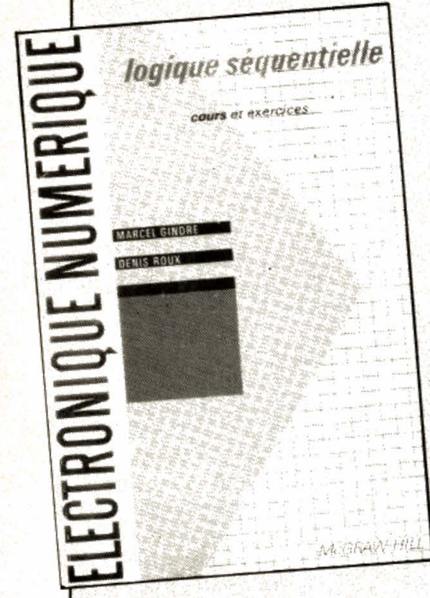
LU pour vous

THYRISTORS, TRIACS ET GTO

R.V. HONORAT – Editions Radio
15,5 × 24 cm – 347 pages

Voici plusieurs années, H. Lilen publiait, aux Editions Radio, sous le titre « Thyristors et Triacs », un livre consacré à l'étude théorique de ces composants, à leur fonctionnement, et à leurs utilisations pratiques.
Dans le domaine de l'électronique de puissance, les techniques évoluent très rapidement. De nouvelles familles de composants sont apparues, et les progrès de l'intégration ont conduit à la naissance de circuits réunissant les organes de commande, et les dispositifs de puissance. Une refonte de l'ouvrage de H. Lilen s'imposait donc, qui tienne compte des données nouvelles. C'est R.V. Honorat qui s'est chargé de ce travail, chez le même éditeur.
Dans le premier chapitre, sont présentées les diverses familles de semi-conducteurs de puissance. Les diodes, les transistors bipolaires, les MOS et les BIPMOS feront l'objet d'une publication prochaine. Le chapitre II introduit, principalement, la notion de redressement commandé, puis survole, en quelques pages, la conversion continu-continu, et les convertisseurs à résonance.
Dès le chapitre III, l'auteur a voulu montrer, en s'appuyant sur des réalisations d'un constructeur français, que les composants de puissance pénétraient de plus en plus la vie quotidienne, dans l'équipement domestique, la traction électrique, etc.
C'est avec les chapitres suivants qu'on aborde le fond du problème, en commençant par le thyristor. La théorie de son fonctionnement, et les caractéristiques qui l'illustrent, l'emploi en commutation et les conditions d'amorçage, les modes de désamorçage, enfin les différentes familles de thyristors, font respectivement l'objet des chapitres IV, V, VI et VII, le dernier annonçant très succinctement (une page) l'étude ultérieure du triac.
Dès cette étape, en effet, l'auteur passe aux problèmes de la commande de thyristors, triacs et GTO (déclenchement en continu, en alternatif, par impulsions ou trains d'ondes, commande synchrone...), puis à ceux de leur protection contre les transitoires d'intensité et de tension.
Le triac, et ses méthodes de mise en œuvre, sont traités dans les chapitres X et XI, après quoi on passe aux applications, c'est-à-dire le commutateur statique et les variateurs de puissance. On en arrive finalement, pour les dispositifs de puissance, au thyristor GTO, blocable par la gâchette, à sa mise en œuvre et à ses applications.
L'auteur a complété son livre par l'étude des problèmes thermiques (dissipateurs), des composants passifs (condensateurs, circuits magnétiques). On appréciera la présence d'une bibliographie sérieuse, trop souvent escamotée dans ce type d'ouvrage.
Au total, le livre de R.V. Honorat séduit dans son ensemble, et irrite parfois. A son crédit, on portera le caractère quasi exhaustif de l'étude, qui ne fait l'impasse sur aucun aspect du sujet. Mais cette qualité se paie, ici ou là, par un manque de profondeur. On devra considérer « Thyristors, triacs et GTO » comme un ouvrage d'introduction, appelant d'autres lectures pour approfondir telle ou telle question.

R. RATEAU



ELECTRONIQUE NUMERIQUE, LOGIQUE SEQUENTIELLE

M. GINDRE et D. ROUX, McGraw-Hill – 244 pages – 15 × 22,5 cm

En mai dernier (*Le Haut-Parleur* n° 1740), nous avons présenté à nos lecteurs le tome premier d'une trilogie que M. Gindre et D. Roux, tous deux enseignants à l'ENST, consacrent à l'électronique numérique. Il s'agissait, alors, de logique combinatoire. Avec le deuxième tome, récemment paru, les auteurs abordent la logique séquentielle.
On sait que, dans cette dernière, l'état des sorties d'un circuit ne dépend plus uniquement de celui de ses entrées, mais aussi de la séquence de leurs combinaisons précédentes, et de l'état initial du système. On introduit donc, avec la logique séquentielle, une fonction de « mémoire ». Par ailleurs, il faut distinguer les systèmes asynchrones, à l'évolution spontanée lors d'un changement des variables d'entrée, des systèmes synchrones, tributaires d'une horloge.
Fidèles à leur philosophie, les auteurs conduisent, progressivement, du composant au système. Après avoir explicité une méthode d'analyse, ils passent à l'étude des bascules, cellules de base de la logique séquentielle, où elles constituent des éléments de mémoire. Les chapitres suivants – registres, au chapitre V, et compteurs, au chapitre VI – en découlent tout naturellement puisque la structure de ces dispositifs résulte de l'assemblage de bascules.
Avec le chapitre VI, consacré, justement, aux mémoires proprement dites, le point de vue s'élargit. On traite de leurs caractéristiques (capacité, rapidité, mode d'accès, etc.), et des différents types mis en œuvre (à semi-conducteurs, magnétiques, optiques). L'étude particulière des mémoires à semi-conducteurs prépare déjà, à travers RAM, ROM, EPROM..., au futur troisième tome, donc aux microprocesseurs.
Pour traiter des séquenceurs, objets du chapitre VII, les auteurs ont choisi la représentation graphique GRAFCET, et arrivent au stade des programmes et des organigrammes.
L'ouvrage se termine – très logiquement oserons-nous dire – avec un chapitre consacré à la synthèse des systèmes séquentiels, qui impose différents choix : système câblé ou programmé, type de logique, architecture et, bien sûr, choix des composants. Une collection d'exercices, accompagnés de leurs solutions, permettra au lecteur de contrôler ses connaissances.
Dans ce deuxième tome, on retrouve les qualités d'exposé du premier : rigueur et clarté en font un ouvrage remarquablement efficace, qui intéressera l'étudiant comme l'ingénieur, en les menant à un niveau, et à des modes de pensée, véritablement professionnels. On est loin du bricolage de certains traités dits de vulgarisation...

R. RATEAU

CONSTRUISEZ VOTRE TRANSCEIVER BLU

2e PARTIE*

REALISATION PRATIQUE

La réalisation pratique nécessite obligatoirement la confection d'un circuit imprimé. Lui seul permettant une reproductibilité correcte d'un tel schéma compact. Il limite les sources d'erreurs de câblage au strict minimum. Il vous suffira de veiller à la bonne orientation des circuits intégrés. Pour la série des Plessey, la patte 8 correspond à l'ergot métallique. Les broches se lisent ensuite dans le sens des aiguilles d'une montre, en regardant le circuit par en dessous.

Tous les circuits C.MOS sont montés sans support, le MC145151 y compris.

Les soudures : ce genre de montage ne s'adressant pas à des débutants, nous considérons que le réalisateur sait souder correctement un circuit imprimé. Nous recommanderons pourtant une nouvelle fois de souder les queues de composants retournant à la masse sur les deux faces du circuit. Un certain nombre de liaisons se font aussi sur la piste supérieure pour les diviseurs programmables : souder alors également des deux côtés. Un fer de 45 W suffit largement pour ce travail pourvu que la puissance de chauffe se trouve concentrée sur la panne du fer... plutôt que dans le manche ! Ça existe.

Les afficheurs sont du type TIL. Ils ont la particularité de pouvoir s'enficher sur des supports de circuits logiques. Le brochage est en figure 18. Le raccordement à la carte imprimée se fera par du petit fil en nappe multicolore. Il suffit alors d'un peu d'attention pour câbler le premier afficheur et de reprendre les couleurs pour les deux autres. Les 7 résistances par digit sont des 1/2 W.

Les commutations en HF sont réalisées par de petits relais RS12, sous capot métallique. Ils sont pilotés, eux-mêmes, par un relais aiguillant le 12 V sur les modules émission et réception. Celui-ci est mis en action par le retour de masse de la pédale micro.

La tension d'alimentation peut aller, sans problèmes, entre 12 V et 14 V. Les divers régulateurs autorisent même quelques ronflements sur l'alimentation : il vaut mieux cependant opérer avec une alimentation pouvant fournir 1 ou 2 A correctement régulés !

ALIGNEMENT

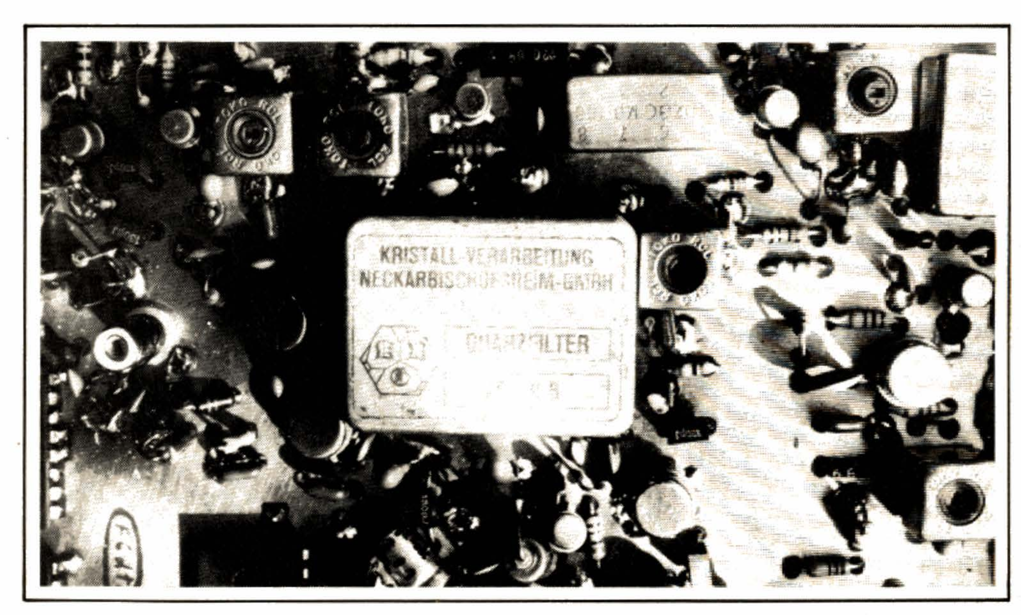
On câblera l'ensemble des composants soigneusement. Certains bobinages ont leur capacité interne enlevée (tous ceux accordés sur 14 MHz). Tous les organes périphériques sont raccordés : potentiomètre, S-mètre, haut-parleur. Pour ce dernier, veiller à ce qu'un court-circuit ne se produise pas entre masse et capacité de sortie (C_{58} : 220 µF), même fugitif : l'ampli BF habituellement n'y résiste pas.

Mettre sous tension, position réception. En poussant le volume du potentiomètre P_3, un léger souffle doit apparaître au haut-parleur.

Ajuster l'oscillateur 9 MHz à 8 985 kHz. Le fréquencemètre est branché au niveau de la capacité C_{64} de T_8.

L'affichage en fréquence doit indiquer 14 000 MHz.

Ajuster les deux phototransistors, côte à côte, afin qu'ils soient correctement éclairés par l'ampoule. En sortie de U20, trigger de Schmitt, les flancs d'impulsion sont « très carrés ». L'interrupteur bloque les impulsions lorsqu'il est à la masse. Au fur et à mesure du



* *Suite du numéro 1743. Nous prions nos lecteurs de bien vouloir nous excuser d'avoir interrompu la publication de cet article.*

déplacement de la roue à trous, les afficheurs doivent suivre correctement les impulsions, même à grande vitesse : c'est fait pour cela !

Le synthétiseur n'est toujours pas verrouillé pour autant : les deux étapes sont indépendantes pour l'instant. Couper l'alimentation, rallumer, l'affichage doit être à nouveau sur 14 000 MHz. Notons que nous aurions pu, tout aussi bien, avoir un prépositionnement sur 14 100 MHz. C'est affaire de goût, si vous n'êtes pas particulièrement un adepte de la télégraphie...

L'affichage étant sur 14 000 MHz, les compteurs 40193 programment le MC145151 à 5 000, en binaire.

Mettre un voltmètre en fonction Continu, aux bornes de C_{80}. Tourner alors légèrement le noyau de L_{11} de telle façon que la boucle « accroche » et que la tension continue soit à environ 1,5 V. Régler L_{13} pour un maximum de niveau de sortie, à mesurer au point B, broche 5 du mélangeur MD108.

La tension continue sur C_{80} doit varier entre 1,5 V et 8,5 V lorsque la fréquence programmée va de 14 000 MHz à 14 350 MHz.

Il serait possible d'excursionner plus largement la bande, mais c'est toujours au détriment de la pureté spectrale puisqu'on augmente obligatoirement le gain du VCO. On peut aller cependant, sans problème, jusqu'à 500 kHz de couverture.

Réglage du récepteur

Deux solutions :

– Vous possédez un générateur de fréquence : le laisser chauffer quelques instants pour qu'il soit stable. Nous opérons en BLU et, selon la marque de votre générateur, cela pourra demander une demi-heure, plus longtemps ou... jamais ! Par petits recalages successifs de la fréquence, on s'en tire quand

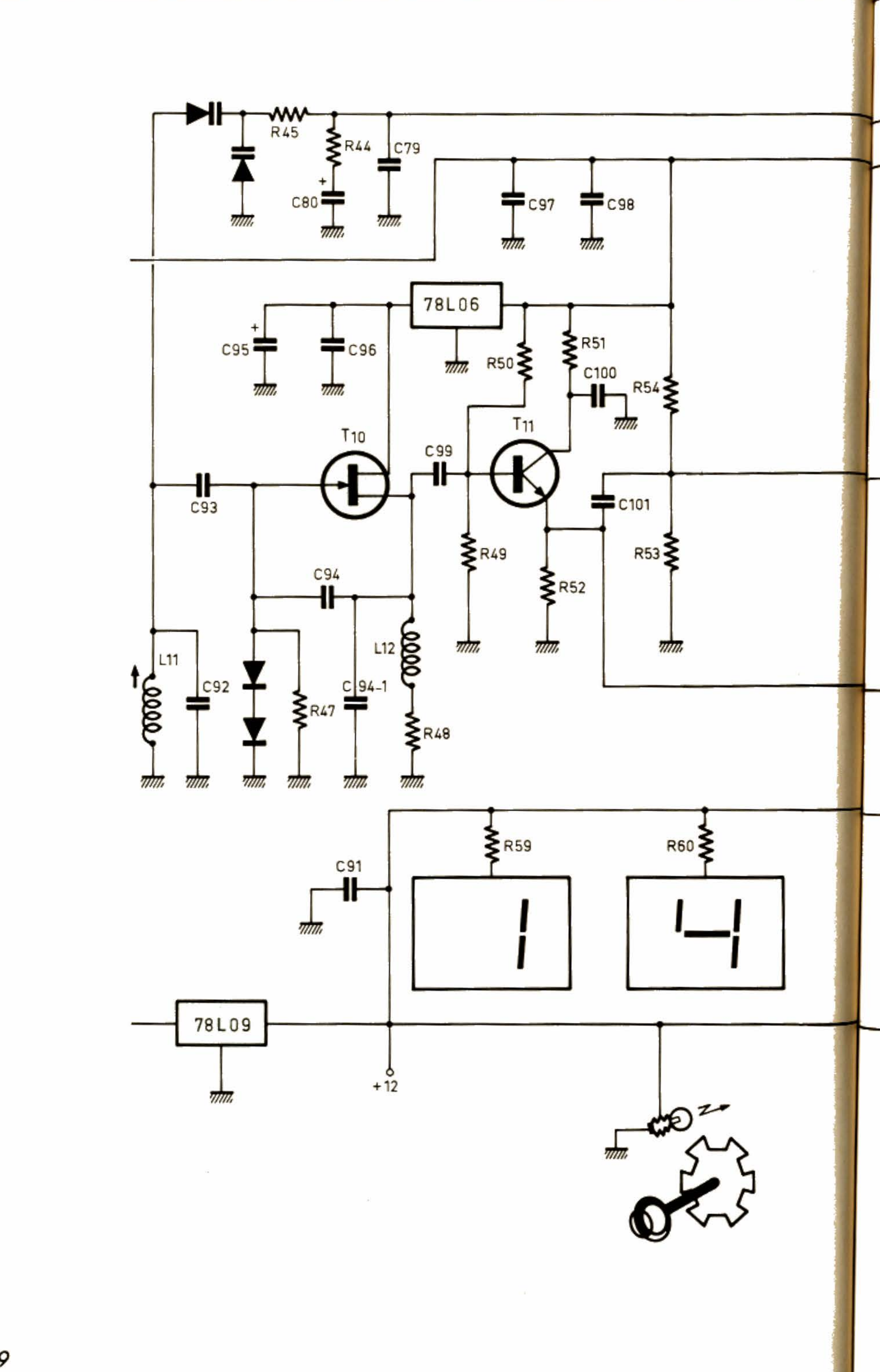
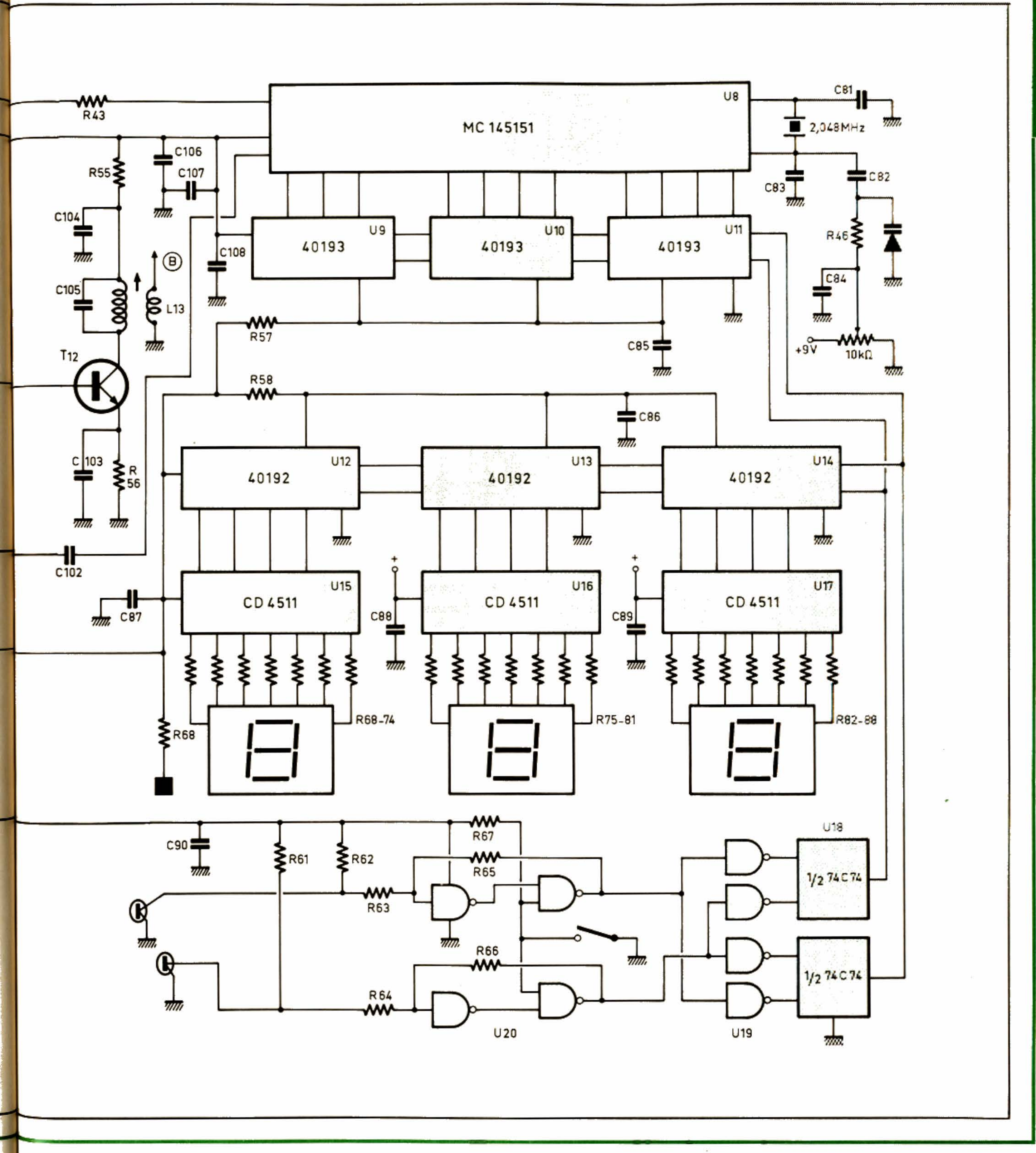


Figure 9


R43
MC 145151
U8
C81
2,048MHz
C83
C82
R46
C84
+9V
10kΩ
C85
R55
C106
C107
C104
C108
40193
U9
40193
U10
40193
U11
B
C105
L13
R57
T12
R58
C86
C103
R
56
40192
U12
40192
U13
40192
U14
C102
C87
CD 4511
U15
C88
CD 4511
U16
C89
CD 4511
U17
R68
R68-74
R75-81
R82-88
C90
R61
R62
R67
R65
R63
U18
1/2 74C74
R66
R64
1/2 74C74
U20
U19

même facilement. Positionnez le générateur sur 14 150 MHz. Faites de même pour le transceiver.
Mettre P_1 à la masse (atténuation minimale), régler L_1, L_2 et L_{10} au maximum de réception du signal. Procéder en revenant successivement sur les réglages, diminuer progressivement le niveau de HF en entrée du récepteur. Reprendre l'ajustement des noyaux.
On pourra parfaire les réglages sur des stations faibles par la suite : veiller cependant aux effets de fading sur la bande, qui ne permettent pas toujours d'effectuer ce réglage correctement.
Vous n'avez pas de générateur de fréquence dans votre entourage ? Vous pourrez vous en tirer de plusieurs façons :
– Mettre une antenne sur la fiche BNC ou PL de votre transceiver et essayer de capter une station suffisamment puissante. Selon les heures de la journée, il est possible de recevoir très fortement des stations RTTY entre 14 090 et 14 100 MHz. Fignoler ensuite sur des stations faibles, en suivant les recommandations précédentes.
– Fabriquer un petit générateur à quartz selon le schéma proposé (fig. ?). Il vous faudra dans ce cas un quartz aux environs de 7 MHz (vous utiliserez l'overtone 2) ou 14 MHz. Le montage est extrêmement simple. Vous pourrez d'abord le mettre près de l'entrée du récepteur puis l'éloigner progressivement du montage, puisqu'il s'agit là d'un véritable petit émetteur.
L'avantage de ce dernier montage est de disposer dans tous les cas d'une source de fréquence parfaitement stable.

Chaîne émission

Cette section utilise de nombreux éléments déjà mis au point précédemment sur le synthétiseur et l'oscillateur 9 MHz en particulier. Le pas-

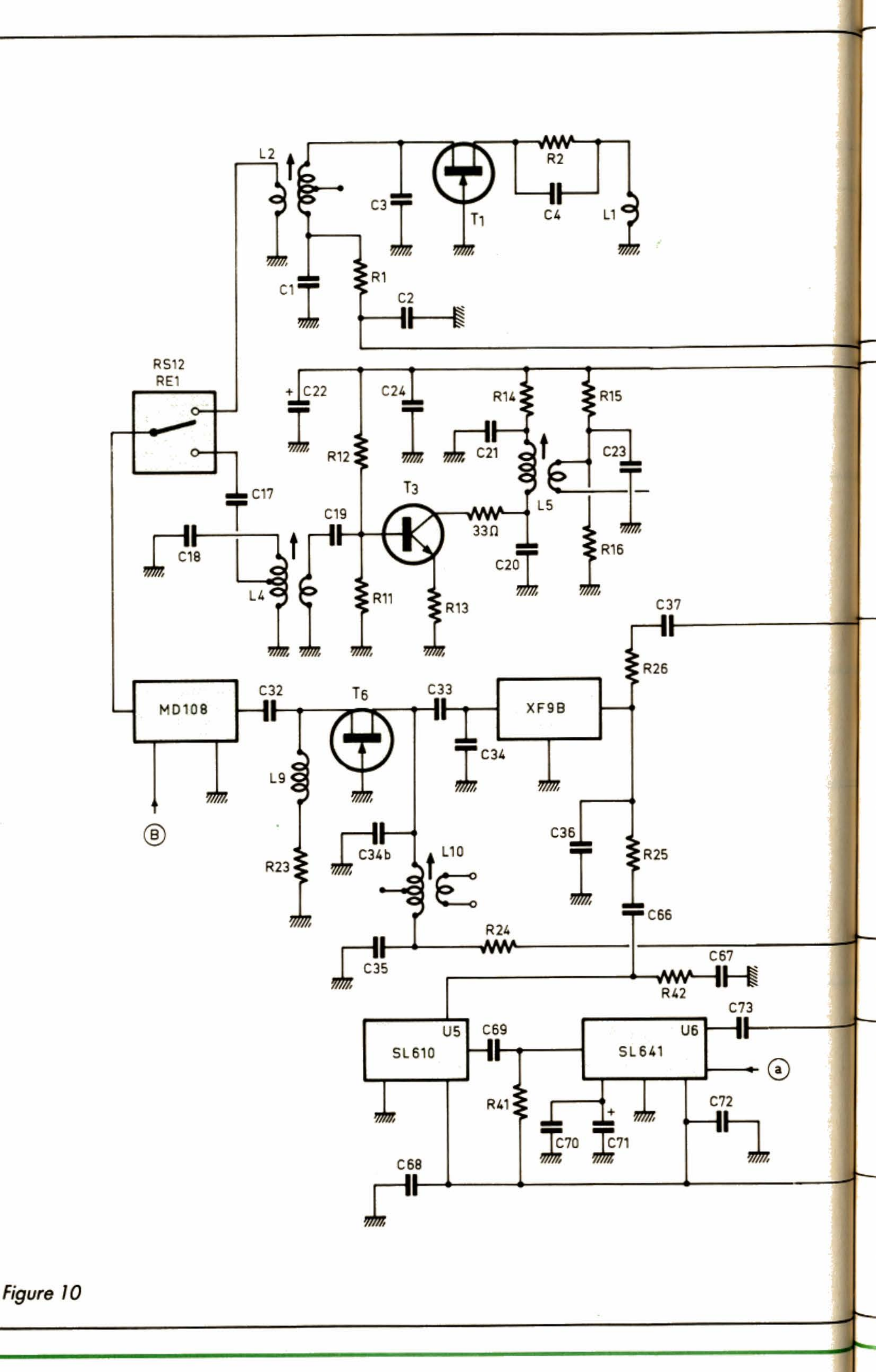


Figure 10

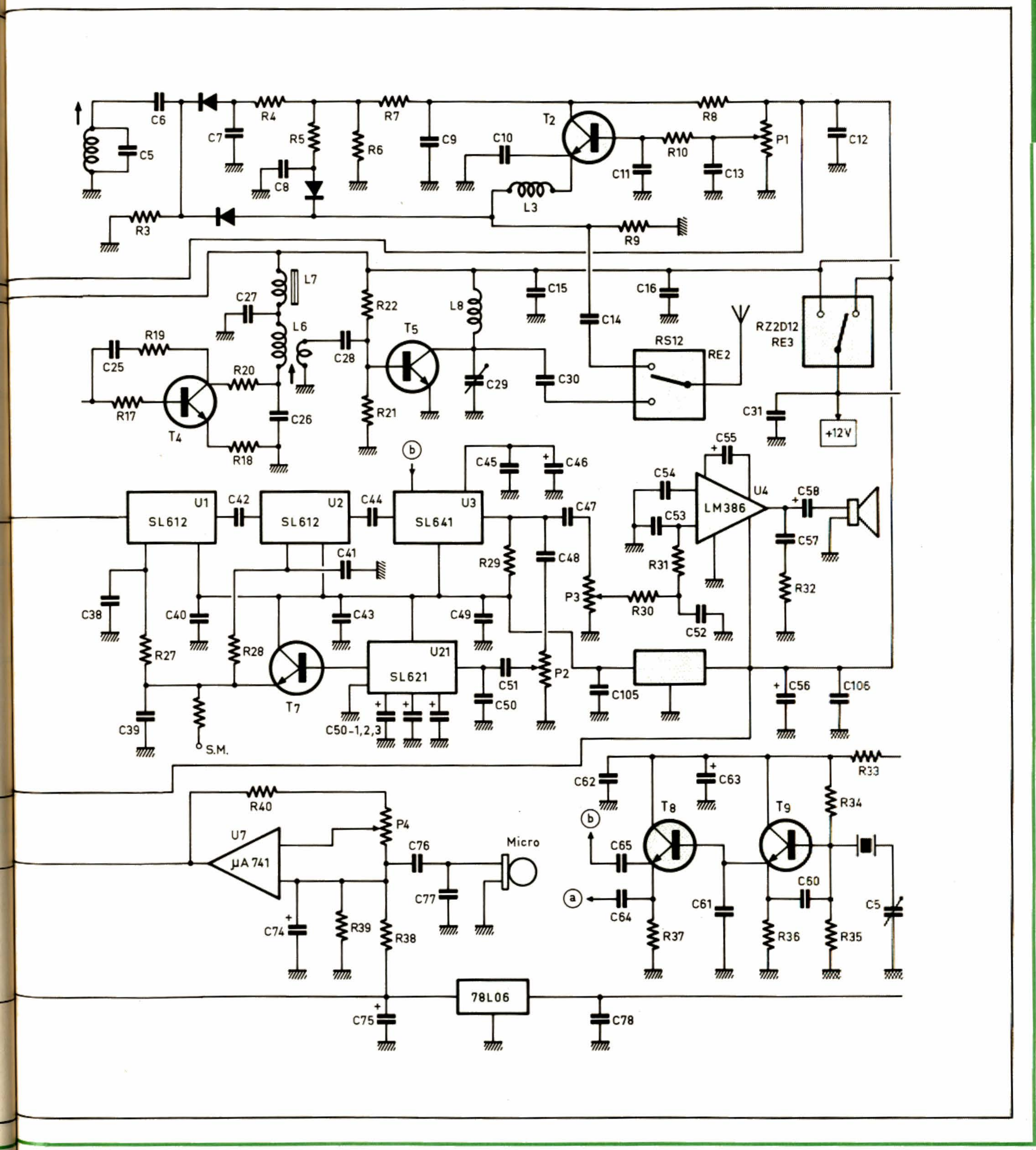

C6
C5
C7
R4
R5
C8
R6
R7
C9
C10
T2
L3
R8
R10
P1
C11
C13
C12
R3
R9
L7
C27
R22
L8
C15
C16
C14
L6
C28
T5
R19
C25
R20
R17
T4
C26
C29
C30
RS12
RE2
RZ2D12
RE3
R21
R18
C31
+12V
C55
b
C45
C46
C54
U4
LM386
C58
U1
SL612
C42
U2
SL612
C44
U3
SL641
C47
C53
C57
C41
R29
C48
R31
R32
C38
C40
C43
C49
P3
R30
C52
R27
R28
T7
U21
SL621
C51
P2
C105
C56
C106
C50
C39
C50-1,2,3
S.M.
R33
C62
C63
R40
T8
T9
R34
U7
µA 741
P4
C76
Micro
C65
C77
a
C64
C60
C61
C5
C74
R39
R38
R37
R36
R35
78L06
C75
C78

Fig. 11. – Brochage des différents composants.

sage en émission s'effectue par la mise à la masse du bobinage de RE3 (RZ2D12) par la pédale micro.

Vérifier la présence du 6 V sur les circuits Plessey U5-U6. La modulation BF amplifiée est visible à l'oscilloscope en sortie 6 de l'amplificateur opérationnel LM 741. Le réglage du niveau se fait par P_4 (potentiomètre de 1 MΩ).

Le signal BLU traverse T_6 par voie capacitive pour parvenir en L_4, au travers du relais RE_1. Pour les réglages de l'amplificateur de puissance émission, on injectera un signal BF (1 000 Hz par exemple) sur l'entrée micro. Ajuster L_4, L_5, L_6 et L_8 pour le maximum de puissance de sortie.

On aura, auparavant, remplacé l'antenne par une charge fictive que tout radioamateur doit posséder à sa station. Si vous n'en n'avez pas, vous pouvez aisément la fabriquer. Elle est constituée ici de deux résistances de 100 Ω (non selfiques ! !) en parallèle (1 W).

On obtient aisément 2 W HF avec un BLY92A. Il serait possible de sortir plus de puissance en découplant les émetteurs de T_3 ou de T_4. Nous ne vous conseillons pas cette modification, cependant, pour des raisons de stabilité du montage qui devient alors critique. Si vous voulez augmenter la puissance, c'est du côté d'un amplificateur externe qu'il faudra vous tourner !

(à suivre)

M. LEVREL

